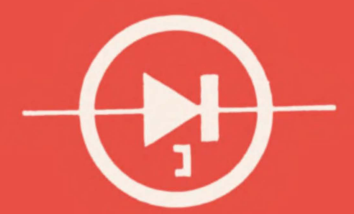
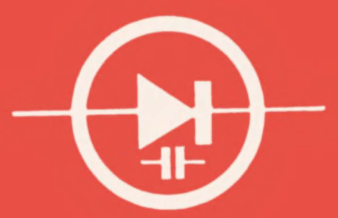
И. Р. Геккер
Д. А. Яковлев







Новые типы усилителей



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

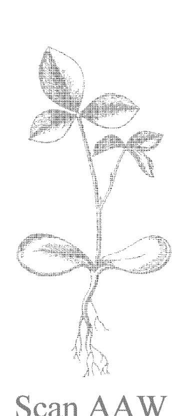
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 611

И. Р. ГЕККЕР, Д. А. ЯКОВЛЕВ

НОВЫЕ ТИПЫ УСИЛИТЕЛЕЙ





ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1966 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.375
Г 30

В брошюре излагаются общие принципы действия, устройство, характеристики и области применения новых типов малошумящих усилителей: ламп бегущей волны, параметрических усилителей, усилителей на туннельных диодах, квантовых усилителей, созданных за последние годы.

Рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Геккер Иван Романович и *Яковлев Даниил Александрович*
Новые типы усилителей. М.—Л., изд-во «Энергия», 1966,
64 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 611).

3-4-5
353-66

Редактор *И. А. Никольский*. Техн. редактор *Н. С. Мазурова*.
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 18/I-1966 г. Подписано к печати 23/V-1966 г. Т-07150
Бумага типографская №2, 84×108$^{1}/_{32}$ Печ. л. 3,36 Уч.-изд. л. 4,4 Тираж 60 000 экз.
Цена 18 коп. Заказ 200

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б

ВВЕДЕНИЕ

Сверхвысокочастотный диапазон радиоволн, включающий в себя электромагнитные колебания с длиной волны от 1 *м* до 1 *мм* или соответственно с частотами от 300 *Мгц* до 300 *Ггц*, имеет огромное значение для современной науки и техники. Создание новых малошумящих усилителей СВЧ диапазона позволяет значительно повысить чувствительность радиоприемных устройств.

Появление усилителей с уменьшенным уровнем собственных шумов позволило создать надежную систему межконтинентальной радиосвязи с помощью искусственных спутников, осуществить радиолокацию планет. Так, с применением малошумящих усилителей проведены успешные эксперименты по радиолокации Луны, Венеры, Марса, Меркурия и Юпитера на расстояние до 600 млн. *км*, осуществлена радиосвязь с космическими ракетами на расстояние в 100 млн. *км*.

Увеличение дальности действия радиотехнических систем достигнуто путем повышения мощности передатчиков и особенно путем повышения чувствительности приемников.

Максимальная дальность радиолокационного обнаружения определяется выражением

$$r_{макс} = \sqrt[4]{\frac{P_{изл}}{P_{пр.мин}} \frac{D_{изл} S_{пр} S_{э}}{(4\pi)^2}}$$

где $P_{изл}$ — импульсная мощность, излучаемая антенной радиолокатора;

$P_{пр.мин}$ — минимальное значение мощности на входе приемника, необходимое для обнаружения объекта;

$D_{изл}$ — коэффициент усиления антенны радиолокатора;

$S_{э}$ — эффективная площадь рассеяния цели;

$S_{пр}$ — эффективная площадь приемной антенны.

Из этого выражения видно, что дальность зависит от отношения $P_{изл}/P_{пр.мин}$. При этом увеличение дальности связано как с увеличением мощности $P_{изл}$, излучаемой радиолокатором, т. е. с мощностью используемого генератора, так и с уменьшением необходимой мощности для приема $P_{пр.мин}$, т. е. с повышением чувствительности приемника, ограничиваемой внутренними шумами.

Наиболее простым и экономически выгодным путем увеличения дальности действия радиотехнической аппаратуры является повышение чувствительности приемных устройств, что заключается главным образом в снижении их внутренних шумов. Так, для увеличения дальности действия радиолокатора в 2 раза необходимо увеличить

мощность его передатчика в 16 раз. Это может оказаться либо просто невыполнимым, либо приведет к резкому увеличению габаритов радиолокационной станции и потребляемой мощности. Однако такое же увеличение дальности возможно при 16-кратном увеличении чувствительности приемника, что не ведет к заметным изменениям веса и габаритов радиолокационной станции.

Ниже мы рассматриваем несколько типов малошумящих усилителей, применяемых в настоящее время. Наибольший интерес представляют малошумящие лампы бегущей волны, параметрические усилители, усилители на туннельных диодах и квантовые усилители.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ШУМЫ В ПРИЕМНИКАХ

Природа шумов

На антенну любого радиоприемника одновременно воздействуют электромагнитные колебания двух видов: полезные сигналы и помехи. Помехи обладают частотами, лежащими не только в полосе пропускания приемника Δf, но и в значительно более широкой полосе. Каждый из видов сигналов характеризуется мощностью P, попадающей на вход приемника.

Для оценки соотношения между мощностями сигнала и помехи введено понятие отношения сигнал/шум. Чем выше это отношение, тем лучше воспроизводится сигнал и тем меньше помеха влияет на принимаемый и воспроизводимый приемником полезный сигнал. При уменьшении этого отношения может возникнуть такое положение, что полезный сигнал не может быть выделен из помех, и прием его становится невозможным.

Исследование природы помех показывает, что почти всегда источниками помех являются движущиеся электрические заряды — электроны и ионы. В настоящей брошюре мы не будем рассматривать искусственные помехи, такие как искрящий контакт, или природные кратковременные помехи, как, например, грозовой разряд, а будем рассматривать только непрерывно действующие помехи-шумы, как возникающие в самой приемной антенне, так и пришедшие извне. Наиболее подвижным электрическим зарядом является электрон, так как из всех заряженных частиц он обладает наименьшей массой и поэтому при равном по силе воздействии получает наибольшую скорость.

Одним из основных источников движения электронов, создающих шум, является теплота, так как свободные электроны, содержащиеся в теле или в пространстве, при нагревании начинают хаотически двигаться, сталкиваясь с молекулами вещества и между собой. Мерой средней кинетической энергии таких электронов является электронная температура тела. Эта температура, определяющая шумы, измеряется по шкале абсолютных температур.

Свободные электроны присутствуют всюду: в пространстве, через которое радиоволны достигают антенны приемника, в элементах и деталях самого приемника, в материале антенны приемника. Все свободные электроны «шумят», что проявляется в наведении на вход

приемника помех. Помехи, создаваемые сложением бесчисленного множества единичных помех от отдельных электронов, являются так называемыми флуктуационными помехами.

Прежде чем вводить мощностные характеристики для флуктуационной помехи представим себе физическую картину создания ее. Рассмотрим резистор с активным сопротивлением R, нагретый до температуры $T°$ K и не присоединенный ни к какой электрической цепи. Внутри резистора имеются свободные электроны. Так как он нагрет, то свободные электроны совершают хаотическое тепловое движение. Движение одного электрона, летящего в случайном направлении со случайной по величине скоростью, можно рассматривать как отдельный элементарный ток, величина которого определяется скоростью электрона, а длительность — временем движения электрона от одного столкновения до другого.

В реальном резисторе множество электронов и каждый из них порождает свои случайные импульсные токи. Частотный спектр таких токов практически равномерен от весьма низких — инфразвуковых частот до частот порядка $1 \cdot 10^{13}$ *гц*. Существование случайных токов в резисторе эквивалентно возникновению случайной флуктуационной разности потенциалов на концах резистора.

Флуктуационным помехам такого вида присвоено название белый шум. Следует отметить, что белый шум постоянной составляющей не имеет. В чисто реактивных элементах: индуктивности L и емкости C белый шум не возникает, так как в таких элементах отсутствуют свободные электроны.

Другим видом шумов, характерным для электровакуумных приборов с накаленным катодом, являются так называемые дробовые шумы. Они обусловлены неравномерным по времени вылетом электронов из катода. Как и рассмотренные выше тепловые шумы резисторов с активным сопротивлением, дробовые шумы обладают очень широким спектром. В многоэлектродных приборах влияние дробовых шумов усугубляется тем, что поток электронов распределяется в таких приборах неравномерно во времени между отдельными электродами. На сверхвысоких частотах в лампах с электростатическим управлением анодным током, т. е. в лампах с управляющими сетками, дробовые шумы имеют еще одно проявление, связанное с конечным временем пролета электронов от катода к аноду. Это так называемые наведенные шумы. Действительно, электрон, пролетающий мимо управляющей сетки, наводит на сетке переменный во времени заряд, что эквивалентно протеканию в цепи сетки электрического тока. Последний создает на резисторе в цепи сетки падение напряжения, влияющее в свою очередь на прохождение тока через лампу. Как эффект неравномерного токораспределения между электродами, так и наведенные шумы ведут к увеличению собственных шумов усилителей, собранных на таких лампах.

Квадрат эффективного значения E электродвижущей силы белого шума, возникающего в резисторе с омическим сопротивлением R, находящемся при температуре T в тепловом равновесии с окружающей средой, определяется выражением, называемым формулой Найквиста,

$$E^2 = 4kTR\,\Delta f,$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град*;
T — абсолютная температура, °K;

R — сопротивление, *ом*;

Δf — полоса частот, *гц*, в которой определяют эффективное значение шумовой э. д. с.

Известно, что источник э. д. с. отдает во внешнюю цепь наибольшую мощность при согласовании с ней, т. е. при равенстве внутреннего сопротивления R источника э. д. с. и сопротивления нагрузки $R_{наг}$. Величина такой наибольшей мощности, называемой номинальной мощностью источника э. д. с., определяется выражением

$$P_{ном} = \frac{E^2}{4R}.$$

В случае шумящего резистора R, если рассматривать его как источник шумовой э. д. с., номинальная мощность такого генератора шумов с учетом выражения для E^2 равна:

$$P_{ш.ном} = \frac{4kTR\Delta f}{4R} = kT\Delta f.$$

Отсюда видно, что номинальная мощность шумов не зависит от величины сопротивления шумящего резистора R, а зависит только от ширины полосы частот, в которой эти шумы наблюдаются, и от интенсивности шумов kT.

Коэффициент шума приемника и эффективная шумовая температура

Если бы приемник с коэффициентом усиления по мощности G не шумел сам, т. е. если бы в приемнике не возникали внутренние шумы, не зависящие от принимаемых приемником сигналов и внешней помехи, то приемник на выходе давал бы усиленные в G раз входной сигнал и помеху, и отношение сигнала к помехе на выходе приемника было бы такое же, как и на входе его. Приемник, обладающий таким свойством, называют идеальным приемником. Однако реальные приемники выполнены из «шумящих» элементов, и поэтому в реальных приемниках к помехе, принятой извне, добавляется помеха, возникающая в самом приемнике. Для оценки роли элементов самого приемника в создании шума на его выходе применяют так называемый коэффициент шума приемника N. Этот коэффициент показывает, во сколько раз в реальном приемнике мощность шума на выходе превышает мощность шума, которая была бы на выходе идеального приемника.

По определению коэффициент шума

$$N = \frac{P'_{н.вых}}{P_{н.вх}G},$$

где $P'_{н.вых}$ — номинальная мощность шумов на выходе приемника;

$P_{н.вх}$ — номинальная мощность шума на входе приемника;

G — коэффициент усиления приемника по мощности.

Легко видеть, что

$$P'_{н.вых} = P_{н.вх}G + P_{н.соб},$$

где $P_{н.соб}$ — номинальная мощность шумов, возникших в приемнике.

При анализе шумовых свойств приемников оказывается удобным считать, что все собственные шумы приемника приложены, как и внешняя помеха, к входу приемника. Для этого надо разделить $P_{н.соб}$ на коэффициент усиления приемника G и после того считать, что теперь на входе нешумящего приемника существует, помимо помехи с мощностью $P_{н.вх}$, еще помеха с мощностью $P_{н.соб}/G$, т. е. на вход идеального приемника воздействует суммарная помеха

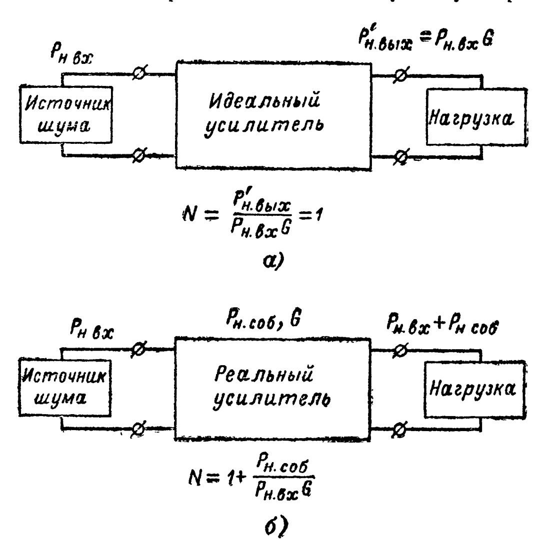


Рис. 1. Эквивалентные схемы тракта передачи сигнала.

$P_{н.вх} + P_{н.соб}/G$, где $P_{н.соб}/G$ — номинальная мощность собственных шумов приемника, отнесенная к входу.

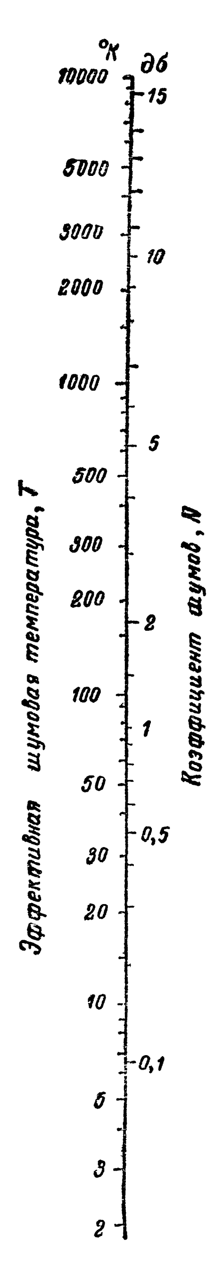
В этом случае коэффициент шума приемника выражается так:

$$N = \frac{P'_{н.вых}}{P_{н.вх}\,G} = \frac{(P_{н.вх} + P_{н.соб}/G)\,G}{P_{н.вх}\,G} = 1 + \frac{P_{н.соб}}{P_{н.вх}\,G}\,.$$

Член $P_{н.соб}/G\,P_{н.вх}$ можно рассматривать как отношение номинальной мощности собственных шумов приемника, отнесенных к его входу $P_{н.соб}/G$, к номинальной мощности $P_{н.вх}$ внешних помех на входе приемника.

Эквивалентная схема тракта передачи сигнала с идеальным (*а*) и реальным (*б*) приемником приведена на рис. 1.

Чем ближе коэффициент шума приемника к единице, тем более слабый сигнал может принять приемник. Для уменьшения коэффициента шума приемника надо уменьшать его собственные шумы, т. е. снижать в выражении для N величину $P_{н.соб}$.



Во входной цепи или антенне одновременно действуют, помимо пересчитанных собственных шумов приемника $P_{н.соб}/G$, принимаемый извне сигнал с мощностью $P_{н.вх.с}$ и принимаемые извне помехи с мощностью $P_{н.вх.п}$. Так как антенна приемника должна передавать максимум мощности принимаемого сигнала в приемник, она должна быть согласована с ним, а потому в приемник из антенны будет также передаваться и наибольшая мощность шумов, что и учтено в выражениях для коэффициента шума приемника.

Величина kT, называемая интенсивностью шума, зависит только от температуры T, поэтому можно характеризовать шумовые свойства приемника, усилителя или другого генератора шумов эффективной температурой шумов T, эквивалентной шумам приемника. Это означает, что если на входе идеального приемника с усилением G и полосой Δf поставить согласованное сопротивление, нагретое до шумовой температуры приемника T, то шумы на выходе такого приемника будут равны шумам реального приемника с теми же G и Δf, для которого определена эта эффективная шумовая температура T. T является при расчетах более удобным шумовым параметром малошумящих приемников и усилителей, чем коэффициент шума N.

Если принять какую-либо температуру T_0 за опорную, то можно определить шумовые свойства приемника не абсолютной эффективной шумовой температурой T, а относительной шумовой температурой n, равной отношению T/T_0.

Для определения коэффициента шума приемника через T и T_0 можно записать следующее выражение:

$$N = 1 + T/T_0,$$

или

$$N = 1 + n,$$

Рис. 2. Номограмма перевода коэффициента шума в эффективную шумовую температуру.

а для определения эффективной шумовой температуры приемника по его коэффициенту шума — выражение

$$T = (N - 1)\,T_0.$$

Таким же образом можно определить эффективную шумовую температуру для других видов шумов, например дробовых.

Для грубого перевода шумовой температуры в коэффициент шума можно пользоваться номограммой рис. 2.

Приведенные выше формулы справедливы для одиночного «шумящего» усилительного элемента. Однако реальные приемники обычно образованы рядом соединенных последовательно элементов, каждый из которых является «шумящим»: антенна, антенный фидер, входные контуры, первый каскад усилителя высокой частоты, второй каскад усилителя высокой частоты, смесительный каскад и т. д. Шумовые свойства последовательного соединения шумящих элементов проще всего выражаются через эффективные шумовые температуры элементов и коэффициенты усиления элементов по номинальной мощности:

$$T_{\text{эфф}} = T_{\text{а}} + T_{\text{ф}} + \frac{T_1}{K_{\text{ф}}} + \frac{T_2}{K_{\text{ф}} G_1} + \cdots,$$

где $T_{\text{эфф}}$ — эффективная температура шумов последовательности элементов;
$T_{\text{а}}$ — эффективная температура антенны;
$T_{\text{ф}}$ — эффективная температура фидера;
T_1 и T_2 — эффективные температуры первого и второго каскадов усилителя;
$K_{\text{ф}}$ — коэффициент передачи фидера по номинальной мощности;
G_1 — коэффициент усиления по номинальной мощности первого каскада.

Внешние шумы

Разработка в последние годы малошумящих усилителей УКВ и СВЧ диапазонов позволила не только резко повысить качество «старых» радиотехнических систем в этих диапазонах, но и приступить к разработке новых технических проектов. С другой стороны, разработка таких усилителей повысила важность учета влияния внешних шумов, приходящих на вход приемника. Пока были относительно велики собственные шумы приемников, влиянием внешних шумов можно было пренебрегать. Теперь же при наличии малошумящих усилителей, с коэффициентом шума в несколько десятых децибела роль шумов, воспринимаемых антенной из пространства, и шумов, возникающих в самой антенне и фидерной системе, в ряде случаев становится решающим фактором в определении реальной чувствительности приемника.

Рассмотрим, из чего складываются помехи, воспринимаемые антенной приемника. Всякая антенна, как бы она ни была ориентирована, захватывает своей диаграммой направленности какие-либо участки неба или земной поверхности. И вот эти-то участки, как показывают исследования, являются источниками шумовых радиопомех. Эти помехи зависят от частоты и от угла места θ, куда направлен главный лепесток диаграммы направленности антенны.

Последнее объясняется тем, что на Землю непрерывно поступают из космоса радиоволны внеземного происхождения. Источниками таких космических радиоволн являются космические тела: отдельные планеты и звезды, целые звездные объединения — галактики, удаленные подчас от Земли на миллионы и миллиарды световых лет, а также межзвездный газ. Поэтому при направлении антенн на центр

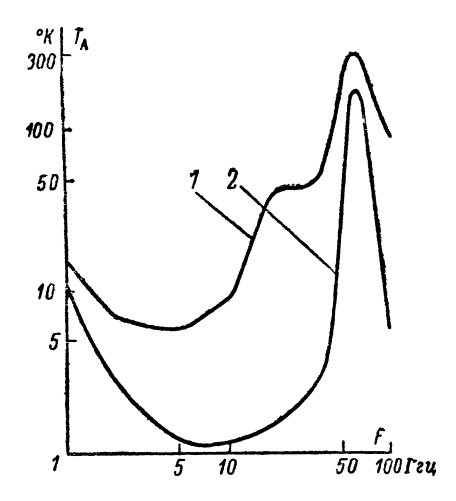


Рис. 3. Эффективная шумовая температура антенны.

нашей галактики, где сосредоточены миллионы звезд, космическое излучение максимально, а при направлении антенн на бедные звездами полюсы галактики космическое излучение минимально. На небесной сфере помимо постоянного фона космического излучения имеются мощные точечные источники радиоизлучения. Особо мощными точечными источниками радиоволн являются наши ближайшие соседи. Солнце и Луна, планеты Юпитер и Венера. Излучает радиоволны также поверхность и ионосфера Земли.

Принято характеризовать шумовые свойства пространства эффективной шумовой температурой антенны, направленной на это пространство. На рис. 3 приведены две кривые: одна для антенны, установленной на земле *1*, другая для антенны, поднятой на 15 *км* над землей *2*. Кривые на этих рисунках соответствуют таким участкам неба и Земли, на которых не расположены точечные интенсивные источники шумов. Мощность шумов, воспринимаемых антенной, зависит, помимо ориентации антенны, от формы диаграммы направленности антенны, материала антенны и условий работы.

Из графика рис. 4 видно, что с ростом частоты величина космических шумов резко падает. Это обстоятельство благоприятно в том отношении, что в дециметровом и сантиметровом диапазонах, где космические шумы малы, еще мало и поглощение радиоволн

в атмосфере, и относительно малы геометрические размеры антенно-фидерных систем. Возрастание космических шумов с ростом длины волны означает, что в относительно длинноволновых диапазонах применение малошумящих усилителей не может дать такого выигрыша в повышении чувствительности приемников, какой может быть получен от применения малошумящих усилителей в более коротковолновых диапазонах. Последнее особенно относится к приемникам, находящимся в крупных населенных пунктах, где, как показали исследования, в диапазоне 10 *кгц* — 30 *Мгц* уровень помех от промышленных установок и средств транспорта на 10—20 *дб* превышает уровень природных помех, приходящих из ионосферы. Шумы атмосферы, как видно из графиков, возрастают с уменьшением угла места θ. Кривые имеют максимум на резонансной частоте поглощения парами воды.

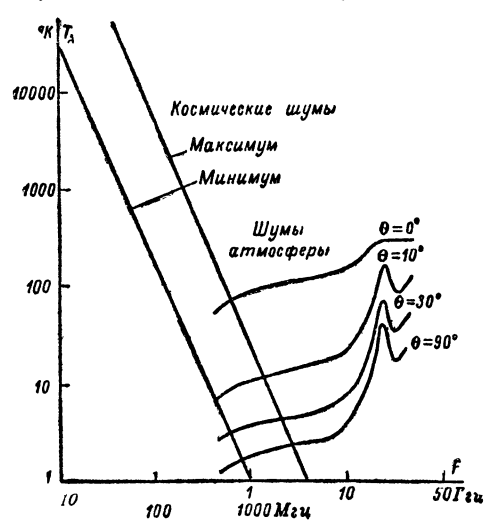


Рис. 4. Зависимость эффективной шумовой температуры идеальной антенны от частоты и угла места.

ГЛАВА ВТОРАЯ

МАЛОШУМЯЩИЕ ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Снижение шумов в сверхвысокочастотных электронных приборах

Первоначально единственным малошумящим усилителем сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона была лампа бегущей волны (ЛБВ), имевшая все же сравнительно высокий коэффициент шума

в 10—20 *дб*. Конструкция лампы бегущей волны показана схематически на рис. 5. В ЛБВ усиливаемый СВЧ сигнал ($P_{вх}$) через входной волновод *4* вводится в замедляющую систему, состоящую из спирали *6* и каркаса фокусирующей катушки *5* и распространяется вдоль нее. Вдоль оси спирали движется поток электронов, создаваемый электронным прожектором (состоящим из катода *1*, фокусирующего *2* и ускоряющего *3* электродов) и имеющий скорость движения, приблизительно равную осевой скорости распространения

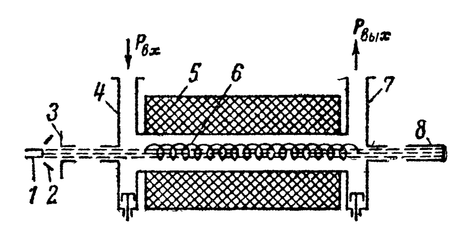


Рис. 5. Усилитель на лампе бегущей волны.

электромагнитной волны. Очевидно, что электроны, попадающие в ускоряющую фазу электрического осевого поля бегущей волны, испытывают ускорение, которое вследствие синхронизма движения волны и пучка продолжается в течение всего времени пролета. Электроны, попадающие в тормозящую фазу, напротив, непрерывно замедляются. Таким образом, взаимодействие электронов пучка и бегущей электромагнитной волны приводит к модуляции электронного пучка по скорости и далее вследствие группировки электронов к изменению плотности заряда. Модулированный по плотности электронный поток возбуждает в спирали электромагнитную волну, налагаемую на первичную волну, созданную сигналом. Как показывает теория, в спирали возбуждаются четыре различные волны. Однако при достаточной длине спирали, что имеет место на практике, преобладает только одна волна с возрастающей амплитудой, бегущая в направлении движения электронов и тем самым обеспечивающая усиление вводимого сигнала. Усиленная электромагнитная волна снимается с выходного конца спирали с помощью выходного волновода *7*, электронный поток собирается на коллекторе *8*. Фокусировка электронного потока при движении вдоль спирали обеспечивается сильным продольным магнитным полем, образуемым катушкой *5*. Многолетние работы по созданию малошумящих ламп бегущей волны, связанные с рядом технических усовершенствований, позволили снизить величину коэффициента шума почти на порядок. Совершенствование конструкции приборов и технологии их изготовления, улучшение токопрохождения и исключение выхода вторичных электронов из коллектора оказалось весьма существенным для достижения малых значений коэффициента шума. Так были созданы лампы бегущей волны в диапазоне от 200 *Мгц* до 48 *Ггц* с усилением в десятки децибел и полосой пропускания 20—30%, имеющие в диапазоне длин волн 10—30 *см* коэффициент шума 5—6 *дб*, а на 3 *см* — 6—9 *дб*.

Основным источником шумов в лампе бегущей волны является дробовой эффект в электронном потоке, выходящем из накаленного катода. Это обусловлено тем, что вследствие различных случайных причин электроны испускаются катодом неравномерно во времени. Кроме того, имеет место и разброс скоростей электронов при выходе из катода. Итак, электронный поток в приборах с горячим катодом уже в самом начале оказывается модулированным флукту-

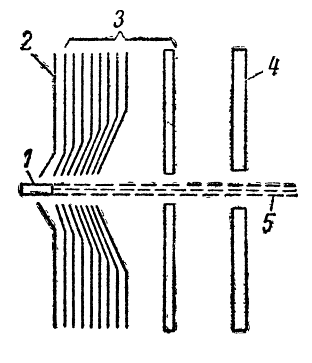


Рис. 6. Схематическое изображение малошумящего электронного прожектора.

1 — катод; 2 — фокусирующий электрод; 3 — аноды; 4 — ускоряющий электрод; 5 — пучок электронов.

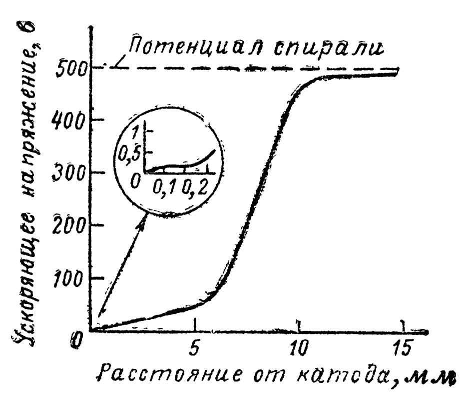


Рис. 7. Распределение потенциала вдоль оси малошумящего электронного прожектора.

ационным шумовым сигналом. В соответствии с теорией шумовых волн пространственного заряда имеется нижний предел коэффициента шума, равный 6 *дб*. Некоторое время дальнейшее снижение шума считалось принципиально невозможным. Однако создание многоэлектродных малошумящих электронных пушек позволило резко снизить шумы. Было показано, что шум пучка можно уменьшить, воздействуя на пучок в прикатодной области. В непосредственной близости от катода разброс тепловых скоростей электронов велик по сравнению со средней скоростью их упорядоченного движения. Оказалось, что эффективное снижение дробовых шумов, или, как говорят, «охлаждение» пучка происходит при движении электронного пучка через искусственно протяженную область с малым ускоряющим напряжением, не превышающим десятых долей вольта. Область с заданным распределением потенциала, обеспечивающим подавление шумов пучка, создается практически с помощью целого набора анодов (рис. 6), имеющих различные, устанавливаемые экспериментально потенциалы по отношению к катоду. На рис. 7 показано распределение потенциала вдоль оси малошумящего электронного прожектора. При оптимальном подборе потенциалов анодов удалось достичь минимальных значений коэффициента шума, достигающих для усилительных ламп 3 *дб* (250° K) на $\lambda = 10$ *см* и 4 *дб* (490° K) на $\lambda =$

=3 *см*. Теоретически считается, что не имеется предела для снижения таким образом коэффициента шума для усилительных ламп обратной волны. Однако имеются ограничения практического характера.

Снижение шумов до 1 *дб* было достигнуто по зарубежным данным при увеличении фокусирующего магнитного поля до $4{,}4 \cdot 10^5$ *а/м* и охлаждении всей лампы вместе с соленоидом до температуры жидкого азота (76° К). Хотя и имеются некоторые надежды на дальнейшее снижение шумов в электронных приборах вышеуказанным способом, но значительное уменьшение коэффициента шума оказалось возможным реализовать только в параметрических электронных усилителях. В последних возможно обеспечить возрастание сигнала в «охлажденном» пучке, из которого предварительно удален шум, созданный горячим катодом.

Волны пространственного заряда

В вакуумных электронных приборах усиливаемый сигнал взаимодействует с электронным потоком, движущимся с определенной скоростью. Вообще говоря, скорость электронов может изменяться в пространстве взаимодействия, как это имеет место в лампах с сеточным управлением, например в триодах. Скорость электронов может также оставаться практически неизменной в области взаимодействия с электромагнитным полем, что имеет место в приборах со скоростной модуляцией, например в ЛБВ или лампах обратной волны (ЛОВ), в клистронах. Сигнал обычно вносится в виде модуляции электронного пучка по плотности или по скорости. В пролетных клистронах, где имеет место модуляция пучка по скорости, переменный сигнал прикладывается к паре сеток, создавая в зазоре переменное электрическое поле, модулирующее по скорости электронный поток. В пролетном пространстве (после прохождения сеток) более быстрые электроны, прошедшие зазор между сетками за время от $t=0$ до $t=T/2$, догоняют более медленные электроны, прошедшие зазор от $t=-T/2$ до $t=0$. При этом электроны собираются в сгустки (пересечение пунктирных линий траекторий на рис. 8). Таким образом, скоростная модуляция превращается в модуляцию по плотности заряда, что равносильно наличию переменного тока в пучке на частоте сигнала.

При формировании сгустков сказываются кулоновские силы пространственного заряда, тормозящие и расталкивающие электроны. При сильном сжатии электронов в сгустки эти силы могут преодолеть начальную скорость электронов (сплошные линии траектории на рис. 8). Сгустки начинают расползаться вдоль потока, электроны приобретают скорость и процесс группирования повторяется. Таким образом, создается движущаяся последовательность сгустков электронов, которая обеспечивает распространение сигнала вдоль пучка. Таким образом модулированный пучок можно представить как чередующиеся участки сжатия и разрежения пространственного заряда (электронов), которые непрерывно смещаются вдоль пучка.

Уплотнения и разрежения электронного потока распространяются аналогично звуковой волне в газе с вполне определенной ско-

ростью. С точки зрения неподвижного наблюдателя, скорость группы электронов слагается из постоянной составляющей скорости с наложенной на нее переменной составляющей волнового характера. С точки зрения наблюдателя, движущегося со средней скоростью электронного потока v_0, возмущение в потоке распространяется в противоположных направлениях, т. е. имеют место две волны, рас-

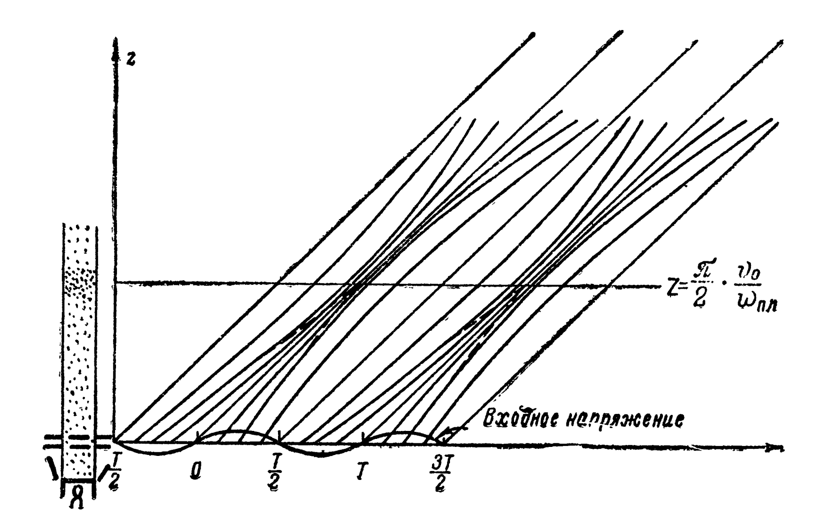


Рис. 8. Пространственно-временна́я диаграмма модуляции по скорости электронного пучка с большой плотностью пространственного заряда. (Пунктиром показано группирование электронов при отсутствии влияния пространственного заряда.)

пространяющиеся в противоположных направлениях относительно электронного потока. Скорость распространения этих волн в электронном потоке для реальных случаев обычно мала по сравнению со средней скоростью пучка v_0.

Волны, переносящие сигнал в пучке, носят наименование волн пространственного заряда. Одна из волн имеет скорость немного большую (примерно на 10%), чем скорость электронов в немодулированном пучке, другая — несколько меньшую. Бегущие волны называются соответственно быстрой и медленной волнами пространственного заряда (рис. 9).

Для быстрой волны пространственного заряда изменения плотности пространственного заряда ρ и скорости v находятся в фазе (рис. 9, *а*). В этом случае большинство электронов имеет скорости, превышающие скорость электронов в немодулированном пучке. В целом для быстрой волны пространственного заряда имеет место результирующее увеличение энергии электронов. Напротив, для мед-

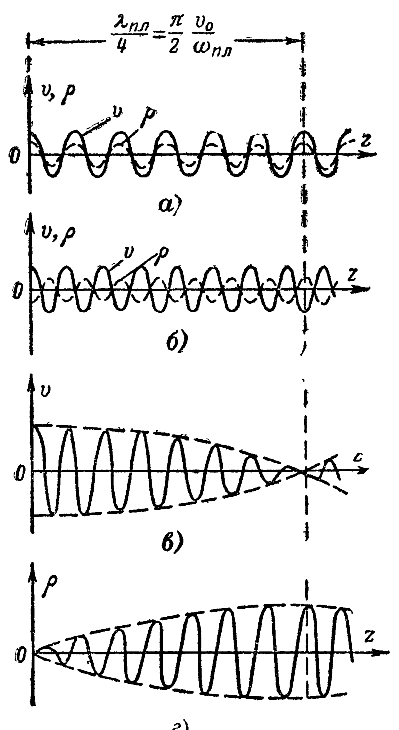


Рис. 9. Волны пространственного заряда.

а — переменные составляющие скорости электронов *v* и плотности пространственного заряда ρ для быстрой волны; *б* — то же для медленной волны; *в* и *г* — пространственная волновая диаграмма.

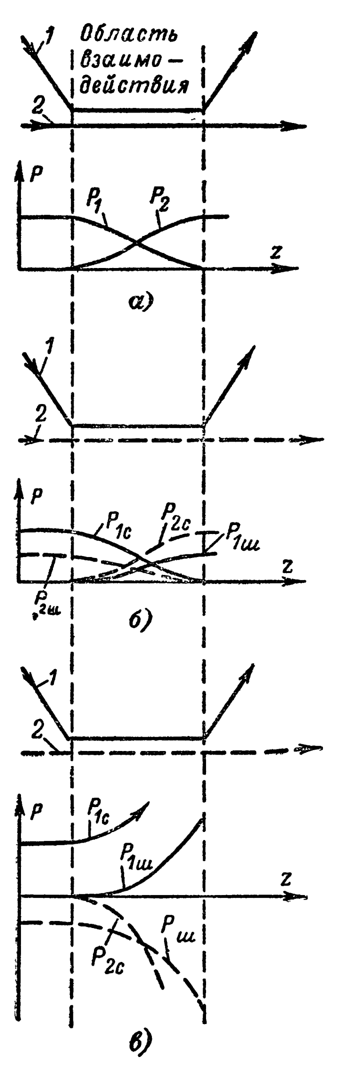


Рис. 10. Различные случаи связи волн в смежных волноведущих системах.

а — связь между смежными передающими линиями *1* и *2*; *б* — связь между быстрой волной пучка *2* и передающей линией *1*; *в* — связь между медленной волной пучка *2* и передающей линией *1*.

ленной волны изменения плотности заряда и скорости находятся противофазе (рис. 9, *б*), т. е. имеет место результирующее уменьшение энергии по сравнению с невозмущенным пучком. Две волны скорости, возбуждаемые модулирующим напряжением, приложенным к сеткам, в точке $z=0$ складываются (рис. 9, *в*). Две волны плотности пространственного заряда в точке $z = 0$ взаимно уничтожаются (рис. 9, *г*). Поскольку быстрые и медленные волны распространяются с разными скоростями, то они постепенно «скользят» относительно друг друга, создавая «биения», соответствующие так называемой собственной частоте колебаний электронной плазмы $\omega_{пл}$.

Суммирование двух волновых компонент дает своеобразную интерференционную картину, движущуюся со средней скоростью электронов v_0. При движении происходят периодические изменения переменных составляющих скорости и плотности заряда электронного потока. При наибольшем значении плотности электроны обладают максимальной потенциальной энергией, соответствующей максимуму расталкивающих сил. Кинетическая энергия в этом случае минимальна и равна нулю. Наоборот, в местах, где скорость электронов максимальна, кинетическая энергия максимальна, а потенциальная энергия равна нулю. Очевидно, что переменная составляющая энергии равна энергии, подводимой через начальную модуляцию скорости. Итак, в максимуме плотности энергия является только потенциальной, в максимуме скорости — только кинетической. Общая же энергия пучка остается постоянной. Заметим, что волны пространственного заряда могут возбуждаться в равной степени как сигналом, так и шумом.

Начиная от прикатодной области, в электронном пучке существуют шумовые волны пространственного заряда. Извлечь их из пучка чрезвычайно трудно.

С целью лучшего понимания путей подавления шумов рассмотрим процесс усиления в лампе бегущей волны. В обычной лампе бегущей волны вдоль замедляющей электромагнитную волну системы, чаще всего спирали, движется электронный пучок. Усиление сигнала создается при непрерывном взаимодействии электронного пучка с электромагнитной волной, бегущей по спирали. Взаимодействие происходит на всей длине спирали. В лампе носителями бегущих электромагнитных волн являются одновременно электронный пучок и замедляющая система. Волны пучка взаимодействуют с волнами электромагнитного поля системы.

Как уже говорилось, в электронном пучке могут распространяться как быстрые, так и медленные волны пространственного заряда. Быстрая волна, имеющая скорость, большую чем средняя скорость электронов, может рассматриваться как носитель «положительной» переменной энергии. Отметим, что для возбуждения быстрой волны в пучке энергия должна быть передана в пучок. В том же смысле медленная волна является носителем «отрицательной» переменной энергии, так как для ее возбуждения энергия должна быть извлечена из пучка. Сама замедляющая система, очевидно, является носителем «положительной» переменной энергии, поскольку для возбуждения связанной с ней электромагнитной волны необходимо введение энергии.

Связь быстрой волны пучка с волной в системе, т. е. взаимодействие двух волн — носителей переменной «положительной» энергии, аналогична связи между двумя смежными замедляющими система-

ми или передающими линиями. Указанное можно пояснить с помощью рис. 10, *а*. Мощность сигнала P_2, вводимая по передающей линии *2* в область взаимодействия, постепенно с расстоянием переходит в линию *1*. В то же время мощность сигнала P_1, вводимого по линии *1*, переходит в линию *2*. Таким же образом происходит обмен мощностью сигнала и шума между быстрой волной пучка ($P_{2с}$ и $P_{2ш}$) и электромагнитной волной линии соответственно ($P_{1с}$ и $P_{1ш}$ рис. 10, *б*). Здесь *1* — передающая линия, а *2* — быстрая волна в электронном пучке. При правильном выборе длины области взаимодействия мощность шума на быстрой волне может быть полностью передана в замедляющую систему, а мощность сигнала полностью передана пучку.

Как известно, усиление в лампе бегущей волны связано с взаимодействием медленной волны пучка и электромагнитной волны в замедляющей системе, имеющих одинаковые скорости. В этом случае мощность сигнала, вводимая в область взаимодействия системы с пучком, возбуждает в последней медленную волну. Однако поскольку медленной волне пучка соответствует «отрицательная» переменная мощность, то, как показано на рис. 10, *в*, кривая зависимости мощности пучка от расстояния ($P_{2с}$) пойдет ниже оси z. Как и в случае с двумя носителями «положительной энергии» (рис. 10, *в*), суммарная мощность в обеих цепях остается постоянной независимо от расстояния. Происходит только перераспределение мощности. Так, в случае взаимодействия носителя «положительной» переменной энергии и носителя «отрицательной» переменной энергии в соответствии с экспоненциальным ростом мощности медленной волны пучка $P_{2с}$ в отрицательной области происходит аналогичное возрастание положительной мощности сигнала $P_{1с}$ в замедляющей системе.

Подобное экспоненциальное изменение происходит с мощностью шума пучка $P_{1ш}$ и шума линии $Г_{ш}$. Таким образом, для случая медленной волны пучка на выходе замедляющей системы оказывается усиленная мощность сигнала и столь же усиленная мощность шума. В этом случае не происходит разделения сигнала и шума, как это имело место на быстрой волне, на выходе из замедляющей системы лампы бегущей волны содержится мощность, связанная с шумом пучка и усиленным входным сигналом.

Итак, при попытке извлечения шумовых волн из пучка получаем следующее. Извлечение быстрой волны и связанного с ней шума возможно благодаря наличию избыточной «положительной» энергии. При этом энергия шума может быть рассеяна, например, в поглощающей стенке цилиндра, окружающего пучок. Наоборот, шум, связанный с медленной волной пространственного заряда, не может быть вообще удален.

Таким образом, все обычные электроннолучевые сверхвысокочастотные приборы — лампы бегущей волны, клистроны и т. п., в которых усиление сигнала происходит на медленной волне пространственного заряда, обладают значительным уровнем шумов. В указанных приборах усиление сигнала происходит при снижении кинетической энергии электронов пучка, т. е. путем замедления большинства электронов. Указанное характерно для нарастания медленной волны, а именно, с возрастанием высокочастотного сигнала в замедляющей системе лампы бегущей волны растет и медленная волна в пучке. Таким образом, в пучке усиливаются одновременно и полезный сигнал и неудаленный шум.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Параметрическое усиление на переменной емкости

Все электрические цепи разделяются на два класса: линейные, к которым применим закон Ома, и нелинейные, к которым он не применим.

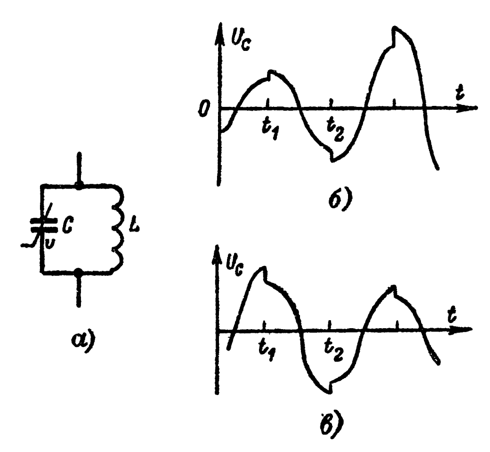


Рис. 11. Усиление сигнала с помощью параметрической емкости.

а — резонансный контур с параметрической емкостью; *б* — напряжение на параметрической емкости при усилении; *в* — напряжение на параметрической емкости при ослаблении.

Помимо деления электрических цепей на линейные и нелинейные, существует еще один вид классификации электрических цепей: на параметрические и непараметрические цепи. И те, и другие могут быть в свою очередь как линейными, так и нелинейными. Параметрические цепи характеризуются тем, что в них величины параметров элементов могут изменяться по тому или иному закону под действием внешних сил.

Нелинейные и параметрические цепи способны преобразовывать спектральный состав токов и напряжений. С другой стороны, к линейным как непараметрическим, так и параметрическим цепям применим принцип суперпозиции. К нелинейным же цепям любого вида принцип суперпозиции не применим.

Рассмотрим на примере параметрической емкости, каким образом параметрическая цепь с переменным реактивным элементом может давать усиление. Пусть такая емкость включена в одиночный резонансный контур (рис. 11, *а*), в который извне вводится слабый синусоидальный сигнал на частоте резонанса контура. При этом

внешняя сила синхронно с колебаниями напряжения сигнала изменяет расстояние между обкладками конденсатора следующим образом: в момент t_1, когда напряжение на конденсаторе становится наибольшим по модулю, внешняя сила скачком увеличивает расстояние между обкладками конденсатора, уменьшая тем самым его емкость (рис. 11, *б*). На такое увеличение зазора между обкладками внешняя сила затрачивает работу, так как раздвигаются притягивающиеся друг к другу разноименные заряды на пластинах конденсатора. При этом работа внешней силы преобразуется в энергию электрических колебаний контура, увеличивая ее. Последнее эквивалентно усилению сигнала.

В момент t_2, когда напряжение на конденсаторе проходит через нуль, пластины конденсатора также скачком возвращаются в исходное положение, на что внешняя сила не расходует энергии, так как в этот момент заряд конденсатора равен нулю.

На рис. 11, *б* выбраны не случайным образом фазы колебания напряжения на конденсаторе, при которых надо раздвигать и сдвигать пластины конденсатора. Если переменить фазы на противоположные, т. е. сдвигать пластины в моменты наибольшего напряжения на конденсаторе и раздвигать их при нулевом напряжении, то вместо усиления колебаний в контуре получим их ослабление (рис. 11, *в*). Рассмотренный пример позволяет сформулировать условия, при которых в контуре с периодически изменяющейся скачками емкостью можно получить усиление. Эти условия таковы: во-первых, частота изменения емкости должна быть точно в 2 раза больше частоты сигнала; во-вторых, емкость должна уменьшаться в те моменты, когда величина заряда конденсатора, а следовательно, и напряжение на конденсаторе достигает своего наибольшего значения.

В схемах реальных параметрических усилителей, использующих эффект периодического изменения емкости контура для получения усиления, точное выполнение указанных выше условий встречает затруднение, так как, во-первых, нельзя «мгновенно» перемещать обкладки конденсатора и, во-вторых, трудно обеспечить точное соответствие частоты сигнала и частоты изменения емкости. Анализ процессов в контуре с периодически изменяющейся емкостью показывает, что усиление возможно не только при названных условиях, но и при других частотах изменения емкости конденсатора. Но при этом в контуре обязательно возникают токи и напряжения разностной частоты, равной разности частот сигнала и частоты изменения емкости. В реальных параметрических усилителях, конечно, никто механически не раздвигает и не сдвигает пластины параметрического конденсатора. В них используется электрическая схема, в которой под воздействием переменных токов или напряжений, вводимых в контур от так называемого генератора накачки с частотой накачки $\omega_н$, емкость на эквивалентной схеме прибора претерпевает изменения в такт с колебаниями частоты накачки $\omega_н$. Это периодическое, обычно синусоидальное, изменение емкости под воздействием относительно мощного генератора накачки и служит для усиления слабых сигналов.

Однако не только емкость может быть параметрическим элементом в усилителе. Так, было получено параметрическое усиление низкой частоты на электромоторе с вращающимся ротором, индуктивность обмотки статора которого изменялась периодически под влиянием периодического перемагничивания магнитопровода мотора.

Другой формой представления перекачивания энергии внешней силы в энергию электрических колебаний контура является понятие отрицательного сопротивления, вносимого в контур при периодическом изменении реактивности контура и уменьшающего общие потери в контуре. Это понятие широко используется при рассмотрении работы параметрических усилителей.

Энергетические соотношения в избирательных цепях с нелинейными реактивными элементами

Выше отмечалось, что для создания параметрических эффектов в электрических цепях применяют нелинейные реактивные элементы, однозначно изменяющие свои параметры под воздействием токов или напряжений, создаваемых так называемыми генераторами накачки. В цепях с переменным реактивным элементом происходит преобразование энергии колебаний одной частоты в энергии колебаний других частот.

Энергетические соотношения при подобных преобразованиях подчиняются так называемой теореме Мэнли-Роу, выводимой из закона сохранения энергии.

Теорема Мэнли-Роу утверждает, что в цепях с нелинейной реактивностью без гистерезиса всегда выполняются определенные соотношения между существующими в схемах частотами и мощностями на этих частотах. Запишем соотношения Мэнли-Роу для случая, когда в электрической цепи существуют только частоты двух генераторов ω и $\omega_н$, входящих в схему, и простейшие их комбинационные частоты $\omega_+ = \omega_н + \omega$ и $\omega_- = \omega_н - \omega$. Если обозначить мощности соответствующих частот через P, $P_н$ и P_+, P_-, то соотношения Мэнли-Роу для рассматриваемого случая четырех частот примут вид:

$$\frac{P_н}{\omega_н} + \frac{P_+}{\omega_+} + \frac{P_-}{\omega_-} = 0;$$

$$\frac{P}{\omega} + \frac{P_+}{\omega_+} - \frac{P_-}{\omega_-} = 0.$$

Соотношения Мэнли-Роу имеют вид алгебраических сумм отношений одноименных частот и мощностей. Равенство нулю этих сумм означает, что в установившемся режиме на нелинейной реактивности энергия не накапливается.

Рассмотрим схему параметрического трехчастотного преобразователя на нелинейной емкости с тремя фильтрами, изображенную на рис. 12, и при помощи теоремы Мэнли-Роу определим возможные в ней усилительные режимы. На рис. 12 C — конденсатор нелинейной емкости, прямоугольники ω, ω_1 и $\omega_н$ — идеальные (без потерь) фильтры, пропускающие токи только одной частоты, обозначенной на фильтре. В схему преобразователя входят два генератора: генератор E с частотой ω и генератор накачки $E_н$ с частотой $\omega_н$. Под воздействием обоих генераторов через конденсатор нелинейной емкости C текут токи, определяемые внешними цепями. При настройке фильтра ω_1 на одну из частот названного вида, например $\omega_1 = \omega_н + \omega$, через цепь из фильтра ω_1, резистора R_1 и конденсатора C потечет ток I

частоты ω_1 и на резисторе R_1 выделится некоторая мощность P_1. Эта мощность создается обоими генераторами, причем генератор E отдает в R_1 мощность P, а генератор $E_н$— мощность $P_н$. Принято считать мощность, отдаваемую генератором, положительной, а рассеиваемую резистором — отрицательной. Согласно теореме Мэнли-Роу для схемы трехчастотного параметрического преобразователя справедлива пропорция

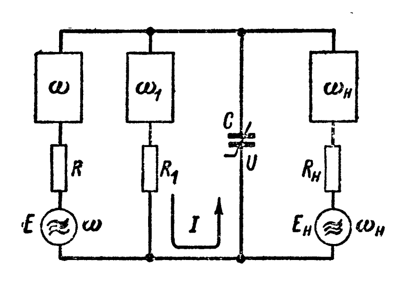


Рис. 12. Схема параметрического преобразования на нелинейной емкости с тремя фильтрами.

$$\frac{-P_1}{\omega_н+\omega}=\frac{P}{\omega}=\frac{P_н}{\omega_н}.$$

Это выражение позволяет оценить возможные режимы работы трехчастотных усилителей с нелинейным параметрическим реактивным элементом. Этих режимов три: преобразование частоты вниз, преобразование частоты вверх и усиление без изменения частоты (одноконтурный усилитель). Параметрами, определяющими режим работы усилителей, являются частоты настроек фильтров ω, ω_1 и $\omega_н$.

Преобразование частоты вниз. В этом случае $\omega < \omega_н, \omega_1 = \omega_н - \omega$, $P<0$ и $P_н>0$. Отсюда следует, что источник сигнала потребляет мощность из схемы, т. е. в него вносится отрицательное сопротивление, что характерно для регенеративных схем.

При достаточно большом вносимом отрицательном сопротивлении такая схема самовозбуждается и генерирует частоту сигнала ω или холостую частоту ω_1. В недовозбужденном режиме рассматриваемая схема усиливает колебания на частоте сигнала ω. Из соотношения мощностей можно вывести, что сигнал следует снимать на более высокой частоте ω_1 или ω, так как при этом будет получено более высокое усиление сигнала.

Преобразование частоты вверх. В этом случае $\omega_1=\omega_н+\omega$, а $P>0$ и $P_н>0$, т. е. на создание колебаний холостой частоты ω_1 расходуют энергию и генератор сигнала и генератор накачки. Если снимать усиленный сигнал на частоте ω, то коэффициент усиления преобразователя по мощности имеет вид:

$$G=\frac{|P_1|}{P}=1+\frac{\omega_н}{\omega},$$

т. е. определяется отношением частот сигнала и накачки. В рассматриваемой схеме при отсутствии сигнала $P=0$ выходная мощность $P_1=0$, т. е. при любой величине мощности накачки $P_н$ усилитель является устойчивым.

Одноконтурный регенеративный усилитель. В этом случае $\omega_н=2\omega$ и $\omega_1=\omega_н-\omega$, т. е. холостая частота ω_1 равна частоте сигнала ω. Поэтому в схеме такого усилителя есть только один фильтр частоты ω. В таком усилителе напряжение на резисторе R создается токами $I(\omega)$ и $I(\omega_1)$, которые не могут быть разделены. В зависимости от фаз токов $I(\omega)$ и $I(\omega_1)$ напряжение на резисторе R

будет либо больше напряжения сигнала, что соответствует усилению, либо меньше, что соответствует ослаблению. Так как $P<0$, а $P_н>0$, то такой усилитель регенеративный и при большой степени регенерации самовозбуждается на частоте $\omega=\frac{1}{2}\omega_н$. Так как в одноконтурном регенеративном усилителе $\omega=\omega_1$, чего нет в других усилителях, то иногда такой усилитель и его режим работы называют синхронным или вырожденным.

Полупроводниковый диод как переменная емкость

Среди высокочастотных управляемых нелинейных элементов, необходимых для получения эффекта параметрического усиления, широко применяются полупроводниковые диоды. В таких диодах ем-

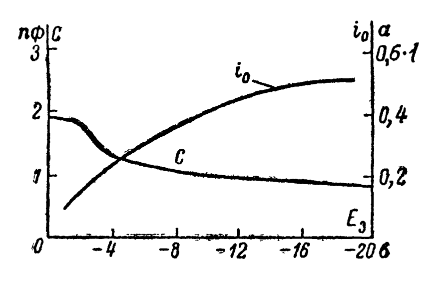


Рис. 13. Зависимость емкости *p-n* перехода и обратного тока диода от запирающего напряжения.

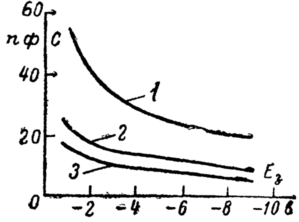


Рис. 14. Зависимость емкостей *p-n* переходов транзистора П15 от запирающего напряжения.

1 — емкость коллекторного перехода; *2* — емкость эмиттерного перехода; *3* — суммарная емкость последовательного соединения эмиттерного и коллекторного переходов.

кость запертого *p-n* перехода зависит от величины запирающего напряжения. Чем больше запирающее напряжение, тем толще запорный слой и тем самым меньше его емкость, как у конденсатора с большим зазором между пластинами. При уменьшении запирающего напряжения уменьшается толщина запорного слоя и возрастает емкость перехода. Зависимости емкости *C* *p-n* перехода от запирающего напряжения $E_з$ и обратного тока i_0 диода приведены на рис. 13, из которого ясно видна нелинейность этих характеристик. На рис. 14 приведены зависимости емкостей запертых *p-n* переходов транзистора П15 от запирающего напряжения.

Отличительной особенностью управляемого конденсатора в запертом *p-n* переходе являются относительно малые величины энергии, расходуемые на изменение емкости и в основном связанные с потерями при протекании емкостного тока через материал диода. В эквивалентной схеме диода (рис. 15) $R_{пос}$ учитывает названные потери. У хороших диодов $R_{пос}=0{,}5\div 5$ *ом*. Чем меньше $R_{пос}$ диода, тем меньше потери в нем, а это ведет, с одной стороны, к повышению граничной частоты $f_{макс}$, на которой диод еще может рабо-

тать, и, с другой стороны, к снижению шумов усилителя на таком диоде. Полная емкость *р-п* перехода на эквивалентной схеме разбита на две составляющие: постоянную $C_{ст}$ и переменную C , включенные параллельно. Граничная частота диода определяется выражением

$$f_{макс} = \frac{1}{2} \frac{1}{2\pi C_{ст} R_{пос}}$$

и для современных диодов может достигать 100 *Ггц* и более. При частотах выше граничной частоты диода отрицательное сопротивле-

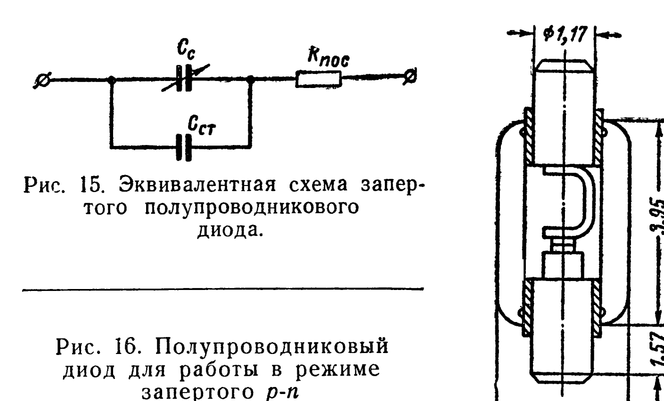


Рис. 15. Эквивалентная схема запертого полупроводникового диода.

Рис. 16. Полупроводниковый диод для работы в режиме запертого *р-п* перехода.

ние, вносимое параметрической емкостью в контур регенеративного усилителя, оказывается меньше сопротивления потерь в диоде, и коэффициент усиления усилителя становится меньше единицы, так как при этом диод не только не отдает мощности в контур, но сам забирает ее из него.

Высокочастотные, нелинейные и шумовые свойства управляемой емкости запертого *р-п* перехода определяются как материалом перехода, так и конструкцией диода и технологией его изготовления.

Полупроводниковый диод, специально разработанный для работы в режиме запертого *р-п* перехода, изображен на рис. 16.

Полупроводниковые параметрические усилители

Основной схемой параметрического усилителя на диоде — ДПУ является схема двухконтурного трехчастотного преобразователя с переменной емкостью в качестве элемента связи между контурами, изображенная на рис. 17. На этом рисунке контур LC настроен на частоту сигнала ω, «холостой» контур L_1C_1 — на холостую частоту ω_1, а переменная емкость связи $C_д$ (емкость диода) изменяется во времени по синусоидальному закону с частотой накачки $\omega_н$. Частоты ω, ω_1 и $\omega_н$ связаны между собой соотношением

$$\omega_н = \omega \pm \omega_1.$$

В реальных схемах ДПУ с диодом должен быть связан еще один не изображенный на упрощенных эквивалентных схемах контур, настроенный на частоту накачки $\omega_н$. Существование такого контура необходимо для создания на переменной емкости диода $C_д$ значительного напряжения (0,2—1,5 *в*) частоты накачки, получаемого от маломощного генератора накачки.

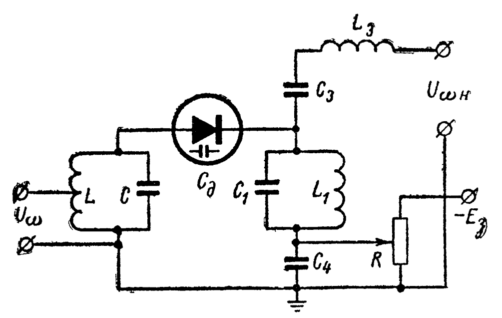


Рис. 17. Схема двухконтурного ДПУ.

В простейших — одноконтурных ДПУ усиливаемый и усиленный сигнал имеют одинаковую частоту и одновременно существуют в одном контуре. При этом возможны два метода снятия усиленного сигнала. Первый метод — работа «на проход», когда контур сигнала усилителя имеет два элемента связи с внешними цепями, один из которых используется для введения сигнала в контур, а другой — для снятия усиленного сигнала. Второй метод — работа «на отражение», когда контур усилителя имеет только один элемент связи с внешними сигнальными цепями. При работе «на отражение» в цепи, соединяющей контур ДПУ с внешними цепями, существуют две волны: прямая — сигнала, подлежащего усилению, и обратная — усиленного сигнала, отраженная от ДПУ. В обоих случаях во входных цепях усилителя должен быть установлен элемент, позволяющий разделить энергию сигнала, поступающего в усилитель, от энергии усиленного сигнала.

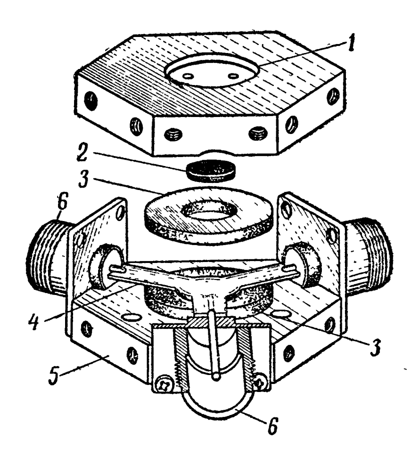


Рис 18. Циркулятор 5-*см* диапазона на намагниченном феррите.

1 — подстроечный магнит; *2* — феррит; *3* — диэлектрик; *4* — центральный проводник; *5* — металлическое основание; *6* — штеккерные разъемы, являющиеся входами и выходами.

Известны два таких элемента, оба они выполнены на ферритах. Один из них циркулятор, другой — вентиль или изолятор. В циркуляторе прямая волна, пришедшая на один вход, может пройти только в один из других входов, обратная волна проходит только в тот вход, в который не входит прямая волна. На рис. 18 изображен в разрезе коаксиальный циркулятор 5-*см* диапазона, а на рис. 19 — его характеристики. Из них видно, что циркулятор вносит малые потери в волны, проходящие через него, т. е. хорошо разделяет прямую и обратную волны.

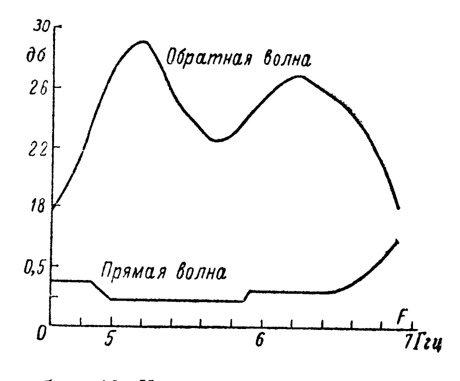


Рис. 19. Характеристики циркулятора.

На рис. 20 изображен изолятор дециметрового диапазона, пропускающий волну только в одном направлении и на 10—20 *дб* ослабляющий обратную волну.

Необходимость иметь в схеме ДПУ развязывающее устройство (циркулятор при работе «на отражение» и изолятор при работе «на проход») приводит к повышению результирующей шумовой температуры усилителя, так как оба эти элемента являются шумящими со своей шумовой температурой.

Для понижения коэффициента шума в ДПУ можно применять охлаждение диодов и резисторов нагрузки сигнального контура жидким азотом или гелием.

На рис. 21 изображена блок-схема приемника с одноконтурным ДПУ, данные которого приведены в графе 9 табл. 1.

На рис. 22 изображена схема одноконтурного перестраиваемого ДПУ с одноручной настройкой контуров ω и $\omega_н$, данные которого приведены в графе 2 табл. 1. Устройство одноконтурного охлаждаемого азотом ДПУ для радиоастрономического радиометра, данные которого приведены в графе 10 табл. 1, показано на рис. 23. На рис. 24 изображен ДПУ — преобразователь частоты вверх, характеристики которого приведены в графе 12 табл. 1.

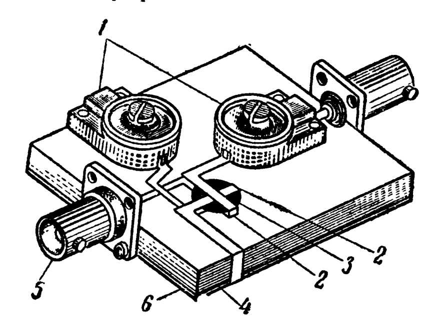


Рис. 20. Изолятор дециметрового диапазона на намагниченном феррите.

1 — подстроечные конденсаторы; *2* — обмотки феррита; *3* — феррит; *4* — диэлектрик; *5* — штекерный разъем; *6* — металлическое основание.

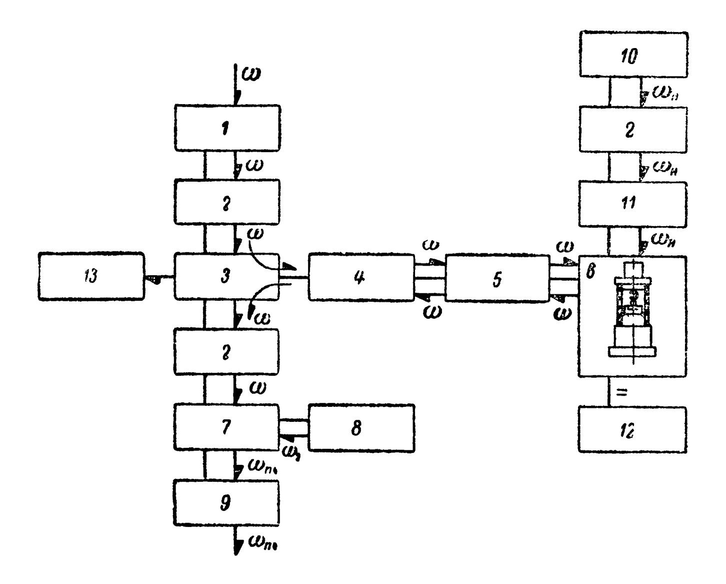


Рис. 21. Блок-схема одноконтурного ДПУ сантиметрового диапазона.

1 — входное устройство; *2* — изолятор; *3* — циркулятор, *4* — полосовой фильтр частоты сигнала ω; *5* — режекторный фильтр частоты накачки $\omega_н$; *6* — запертый диод; *7* — диодный смеситель; *8* — клистронный гетеродин; *9* — УПЧ; *10* — клистронный генератор накачки; *11* — стабилизирующие схемы генератора накачки и резонансной системы ДПУ; *12* — источник смещения на диоде, *13* — неотражающая нагрузка.

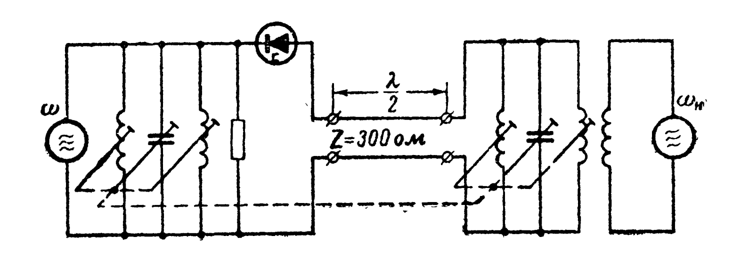


Рис. 22. Схема одноконтурного ДПУ дециметрового диапазона с резонаторами частоты сигнала ω и частоты накачки $\omega_н$ типа «бабочка».

Таблица 1

Характеристики параметрических усилителей на полупроводниковых диодах

Диапазоны	Низкочастотный	Метровый	Дециметровый				10-сантиметровый		5-сантиметровый		3-сантиметровый	
Усилитель	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Частота сигнала (диапазон перестройки), *Ггц*	$2 \cdot 10^{-9}$— $2 \cdot 10^{-4}$	0,135 0,485	0,4	0,78	1,08± 0,065	1,67	2,7— 2,95	2,7— 2,9	6	6,6	8,7— 9,2	11,75
Полоса пропускания, *Мгц*	$2 \cdot 10^{-6}$— 0,2	10	22	2	130	30	8	100 250	—	345	25	52—80
Коэффициент усиления, *дб*	30—40	18	11	56	10	17	17	13 5	18	13	17	10
Коэффициент шума, *дб*	—	—	0,7	1	2,3	0,9	3		2,5	1	3,5	3,2—4
Режим работы	Преобразователь вверх	Одноконтурный	Преобразователь вверх	Сверхрегенеративный	Преобразователь вниз	Преобразователь вверх	Преобразователь вверх	Бегущей волны	Одноконтурный	Одноконтурный	Одноконтурный	Преобразователь вверх
Частота (диапазона) накачки, *Ггц*	$27 \cdot 10^{-3}$	0,3— 1,0	9	10	10,92	24	10 или 18,8	5,88	12	15	17,4— 18,4	23,1
Мощность накачки, *мвт*	—	—	—	—	30—85	—	30—35	30	5	100	25—50	100

ДПУ может быть построен и по сверхрегенеративной схеме. В сверхрегенеративных ДПУ частота накачки $\omega_н$ выше частоты сигнала ω. Сверхрегенеративные ДПУ обычно двухконтурные и имеют более высокий, чем у регенеративных ДПУ, коэффициент уси-

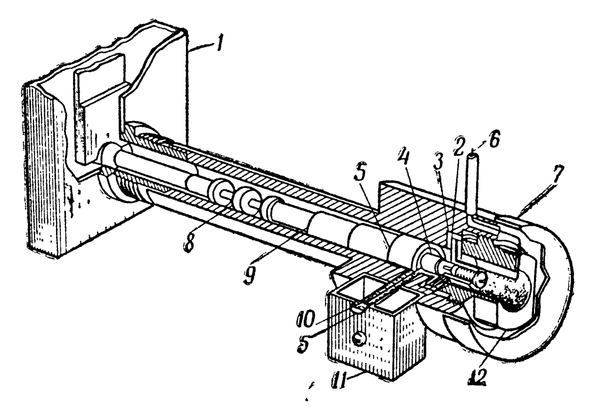


Рис. 23. Одноконтурный ДПУ диапазона 6,6 *Ггц*.

1 — волновод; *2* — слой слюды 0,05 *мм*; *3* — проходной конденсатор; *4* — диод; *5* — слой диэлектрика; *6* — коаксиальная линия; *7* — кожух; *8* — фильтр частоты накачки; *9* — трансформатор частоты сигнала; *10* — медный провод; *11* — тонкостенный волновод диапазона частоты накачки; *12* — фиксатор органов настройки.

ления, более широкую полосу пропускания при большей стабильности работы. Однако они требуют большей мощности накачки и обладают повышенным коэффициентом шума. Сверхрегенеративные ДПУ могут работать с диодами, обладающими более низкой граничной частотой.

Для получения усиления в широкой полосе частот были созданы балансные усилители с двумя диодами и ДПУ со связанными контурами, что помимо расширения полосы пропускания одновременно повысило стабильность и устойчивость регенеративных ДПУ. Кроме них были созданы также ДПУ с распределенным усилением, так называемые ДПУ бегущей волны. Последние образованы цепочкой соединенных последовательно параметрических усилительных

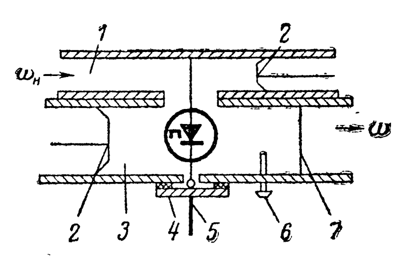


Рис. 24. Конструкция ДПУ преобразователя вверх 3-*см* диапазона.

1 — волновод диапазона 1,25 *см*; *2* — настроечный поршень; *3* — волновод диапазона 3 *см*; *4* — переходный конденсатор смещения; *5* — ввод смещения; *6* — винт настройки резонатора; *7* — переменная индуктивная диафрагма.

элементов на запертых диодах. Волна усиливаемого сигнала ω последовательно пробегает через все усилительные элементы, при этом фазовые соотношения для них выбраны так, что волна претерпевает усиление. Одновременно с волной усиливаемого сигнала по цепочке бежит волна сигнала накачки $\omega_н$, а на параметрических элементах цепочки из этих волн создается волна холостой частоты ω_i. Такие распределенные ДПУ имеют более широкую полосу пропускания,

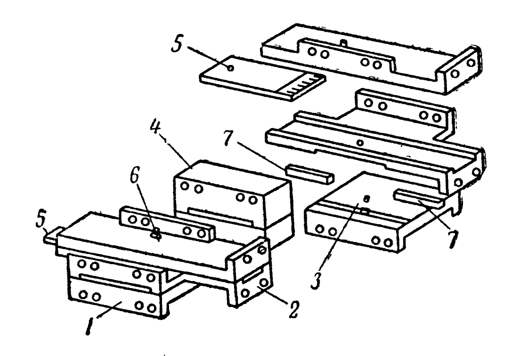


Рис. 25. Двухдиодный параметрический волноводный усилитель бегущей волны.

1 — волновод частоты сигнала; *2* — волновод частоты накачки; *3* — диод; *4* — вставка для регулирования расстояния между диодами; *5* — поршень частоты накачки; *6* — вывод для подачи смещения на диод; *7* — индуктивная диафрагма.

чем резонансные усилители. В качестве замедляющих устройств в ДПУ бегущей волны обычно применяют цепочку связанных резонаторов, в каждом из которых установлен один диод. На рис. 25 изображена конструкция двухкаскадного волноводного ДПУ бегущей волны на диодах, характеристики которого приведены в графе 8 табл. 1. Диоды в ДПУ установлены на расстоянии $\lambda/4$ волны холостой частоты. Один каскад ДПУ показан в разобранном виде. Основным недостатком многодиодных ДПУ является трудность согласования между собой отдельных усилительных диодов, так как электрические характеристики их имеют очень большой разброс.

Как уже отмечалось, могут быть построены параметрические усилители с переменной индуктивностью в качестве нелинейного (параметрического) элемента. Были разработаны и исследованы параметрические усилители на ферритах. Индуктивность ферритового элемента, помещенного в магнитное поле, изменялась под действием магнитной составляющей высокочастотного поля накачки.

До последнего времени параметрические усилители на ферритах не получили применения из-за сравнительно больших мощностей накачки и значительных магнитных полей, необходимых для их работы.

Параметрические электронные усилители, использующие продольные волны пространственного заряда

Модулированный по плотности электронный пучок может обладать свойствами элемента с переменным реактивным сопротивлением, необходимого для получения параметрического усиления. При осуществлении параметрического усиления возможно усиление амплитуды колебательного движения электронов пучка путем введения параметрической накачки. Параметрическим элементом в данном случае можно считать изменяющуюся плотность пространственного заряда в пучке, с которой связано изменяющееся электрическое поле.

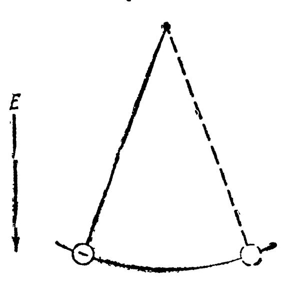


Рис. 26. Маятник, совершающий гармонические колебания.

Для лучшего понимания процесса параметрического усиления представим себе маятник, совершающий гармонические колебания (рис. 26). Пусть маятник электрически заряжен, и его движение происходит в области, пронизываемой однородным электрическим полем накачки, величину которого можно произвольно изменять. В этом случае возможно усиление колебаний при внезапных включениях поля в моменты нахождения маятника в положениях максимального отклонения и внезапных выключениях в моменты положения равновесия. Аналогичное параметрическое усиление колебаний происходит во всех параметрических усилителях. Таким образом, при правильно выбранном изменении во времени электрического поля амплитуда колебаний электрона увеличивается аналогично движению заряженного маятника. Поскольку положение равновесия электрона в электронном пучке движется, то поле накачки также должно двигаться со скоростью пучка. Только такое бегущее электрическое поле позволяет усилить волновое движение всех отдельных электронов в отдельных участках пучка.

В усилителях с продольными волнами пространственного заряда сигнал вводится в пучок таким образом, что электрическое высокочастотное поле прикладывается вдоль оси электронного пучка, создавая продольные смещения электронов. Наблюдатель, движущийся вместе с пучком со скоростью v_0, увидит, что электроны перемещаются взад и вперед с некоторой определенной частотой. Последняя равна частоте колебаний плазмы и зависит от плотности пространственного заряда в пучке. Частота колебаний определяется как

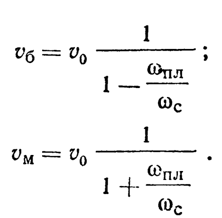
$$\omega_{пл} = 2\pi f_{пл} = 2\pi \cdot 9 \cdot 10^3 \sqrt{n},$$

где n — число электронов в 1 $см^3$, т. е. плотность пространственного заряда в пучке.

Под плазмой понимают совокупность свободных отрицательно и положительно заряженных частиц, содержащихся примерно в равном количестве. Физически колебания в плазме могут быть объясне-

ны перемещениями легкоподвижных электронов относительно практически неподвижных ионов. При этом смещение электрона приводит к возникновению возвращающей (восстанавливающей) силы притяжения к иону. В результате электрон испытывает периодические колебания.

Скорости быстрой и медленной волн пространственного заряда связаны с плазменной частотой $\omega_{пл}$ и частотой сигнала ω_c следующим образом:



$$v_б = v_0 \frac{1}{1 - \frac{\omega_{пл}}{\omega_c}};$$

$$v_м = v_0 \frac{1}{1 + \frac{\omega_{пл}}{\omega_c}}.$$

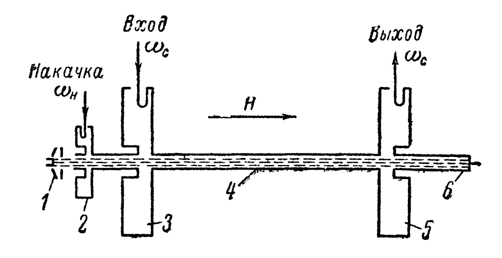


Рис. 27. Схема параметрического усилителя, использующего продольные волны пространственного заряда.

Даже в пучках с максимально большой плотностью пространственного заряда, ограничиваемой практически возможностями фокусировки пучков, различие в скоростях быстрой и медленной волн обычно невелико и не превышает 10% от постоянной скорости пучка v_0. Это затрудняет полное отделение быстрой волны от медленной и тем самым уменьшает эффективность механизма снижения уровня шумов.

На рис. 27 показана схема параметрического усилителя, использующего продольные волны пространственного заряда. Электронный пучок, образуемый прожектором *1*, модулируется по плотности мощным полем накачки с частотой $\omega_н$, поступающим через резонатор накачки *2*. Слабый входной сигнал с частотой $\omega_c = \frac{1}{2}\omega_н$ через резонатор *3* воздействует на модулированный электронный пучок, в результате чего создаются условия для параметрического усиления. Происходящий процесс усиления аналогичен описанному выше усилению колебаний заряженного маятника. Электронный пучок собирается коллектором *6*, а усиленный сигнал поступает на выход через резонатор *5*.

В США была создана система на клистроне, которая позволила получить на длине пучка в 25 *см* усиление сигнала на частоте 4,2 *Ггц* в 41 *дб*. Мощность накачки на частоте 8,4 *Ггц* составляла 0,1—1 *вт*. Ток в пучке был равен 5 *ма* и ускоряющее напряжение 500 *в*. Также было получено параметрическое усиление для случая, когда $\omega_н = \omega_с + \omega_х$ и $\omega_с$ больше $^1/_2\, \omega_н$. При этом в пучке появлялась третья частота $\omega_х$, называемая, как и ранее, холостой. Усиление достигалось как на частоте сигнала, так и на холостой частоте и составляло свыше 20 *дб*.

Во всех рассмотренных случаях усиление сигнала производится за счет переменной мощности накачки, вводимой в электронный пучок и создающей модуляцию по плотности. Однако в подобных системах не удается заметно снизить коэффициент шума, оказывается практически невозможным удаление шума на холостой частоте и высших гармониках, имеющихся в сильно модулированном пучке. В связи с тем что понизить коэффициент шума ниже 20 *дб* не удается, усилители с использованием продольных волн пространственного заряда практического применения не находят.

Наиболее эффективными в отношении снижения шумов оказываются параметрические электронные усилители с поперечным полем.

Параметрические электронные усилители с поперечным полем

В электронных потоках, находящихся в продольном фокусирующем магнитном поле, помимо продольных медленных и быстрых волн пространственного заряда могут существовать поперечные медленные и быстрые циклотронные волны. Если волны пространственного заряда определяются плотностью пространственного заряда и характеризуются частотой колебаний плазмы, то циклотронные волны определяются напряженностью продольного магнитного поля и характеризуются циклотронной частотой, т. е. частотой вращения электронов в магнитном поле.

Усилитель с поперечным полем был предложен и осуществлен Адлером в 1957 г. в США. В этом усилителе существенную роль играет продольное магнитное фокусирующее поле, а параметрическим элементом считается радиус орбиты электрона. Создаваемые в этом случае две циклотронные волны имеют различные скорости:

$$v_б = v_0 \frac{1}{1 - \frac{\omega_ц}{\omega_с}}$$

и

$$v_м = v_0 \frac{1}{1 + \frac{\omega_ц}{\omega_с}},$$

где $\omega_ц = 2\pi f_ц \doteq 2\pi \cdot 2{,}24 \cdot 10^5 H$ — циклотронная частота, а H — напряженность магнитного поля, *а/м*. Разделение между скоростями волн $v_б$ и $v_м$ по величине ничем не ограничивается и может легко быть изменено путем соответствующего подбора значений магнитного поля H. Так, может быть взято значение циклотронной частоты

$\omega_ц$, близкое к частоте сигнала ω_c. В этом случае скорость быстрой волны $v_б$ становится бесконечно большой, а медленной $v_м$ — равной половине скорости электронов пучка. Указанное приводит к желаемому сильному разделению между скоростями циклотронных волн. Наличие «бесконечной» (фазовой) скорости для быстрой волны позволяет пренебречь временем распространения волны вдоль электронного прибора. Поэтому возможно использование для взаимодействия с пучком элементов связи, имеющих сосредоточенные параметры.

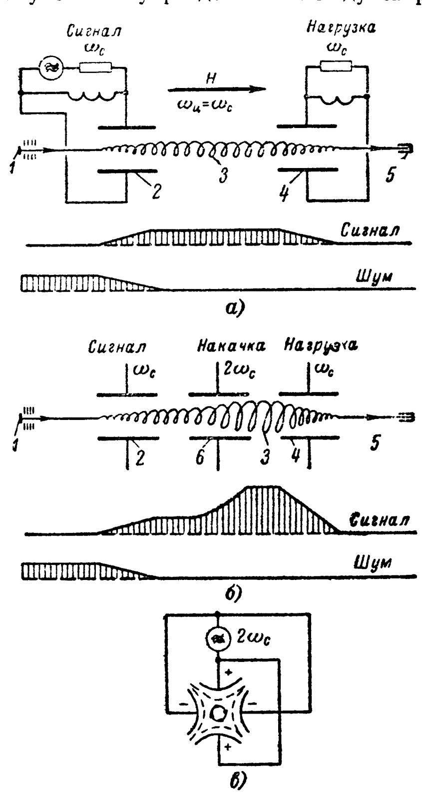


Рис. 28. Схемы квадрупольного параметрического усилителя.

а — действие только входного и выходного элементов связи; *б* — совместное действие элементов связи и накачки; *в* — квадрупольный конденсатор.

Схематическое изображение усилителя на быстрой циклотронной волне, называемого также квадрупольным усилителем, приведено на рис. 28. Электронный пучок, выходящий из электронного прожектора *1*, проходит элемент высокочастотной связи *2*, квадрупольную секцию усиления *6*, отдельно изображенную на рис. 28, *в*, выходной элемент связи *4* и попадает на коллектор *5*. Вдоль системы электродов наложено постоянное магнитное поле H.

При введении высокочастотного сигнала во входной элемент связи (рис. 28, *а*), имеющий вид плоского конденсатора, поперек движения пучка накладывается переменное электрическое поле. Совместное действие постоянного продольного магнитного и переменного поперечного электрического поля (во входном элементе связи) заставляет электроны двигаться по спиральным траекториям *3*. В случае синхронизма, т. е. при $\omega_ц=\omega_c$, энергия сигнала преобразуется в кинетическую энергию вращения электронов вокруг продольной оси. Электроны, получая энергию и тем самым увеличивая поперечную скорость, двигаются через элемент связи по спиралям с возрастающим радиусом, Радиус круговой орбиты на выходе

из элемента связи оказывается прямо пропорциональным амплитуде сигнала, приложенного к пластинам. Далее вращающиеся электроны поступают в выходной элемент связи. На пластинах последнего электроны наводят ток, теряя приобретенную ранее энергию и вследствие этого двигаясь по сворачивающейся спирали.

В отсутствие сигнала электроны не подвергаются воздействию электрического поля и поэтому двигаются прямо вдоль оси прибора. Рассмотренная система является однонаправленной. Поскольку отсутствуют пути для обратной связи, то в ней исключено появление самовозбуждения. Система из двух подобных элементов связи, обладающая малыми потерями на передачу сигнала в 1—2 *дб*, может служить также высокочастотным изолятором.

В описанном выше случае имеет место только передача сигнала на быстрой волне, а усиление сигнала отсутствует. Однако уже имеет место удаление шума на быстрой волне во входном элементе связи с последующим поглощением шума в нагрузке на входе системы, что видно из диаграмм распределения сигнала и шума вдоль усилителя. Действительно, входной элемент связи в отношении шумового сигнала, содержащегося на быстрой волне в электронном пучке, выходящем из пушки с горячим катодом, ведет себя аналогично выходному элементу.

Усиление на быстрой волне может быть получено при введении дополнительного квадрупольного конденсатора (рис. 28, *б*). К пластинам квадрупольного конденсатора прикладывается напряжение накачки с частотой $\omega_н = 2\omega_с = 2\omega_ц$, создающее вращающееся тангенциальное электрическое поле с возрастающей по радиусу амплитудой, прямо пропорциональной расстоянию от оси, и частотой, равной $\omega_н/2 = \omega_ц$. Вращающиеся по спирали электроны при прохождении квадрупольного конденсатора могут оказаться как в благоприятной фазе, постоянно попадая в тангенциальное ускоряющее поле, так и неблагоприятной фазе, испытывая торможение. Электроны с благоприятной фазой будут получать от поля конденсатора энергию и вращаться по орбитам с экспоненциально возрастающим радиусом, обеспечивая максимальное усиление. Напротив, электроны с неблагоприятной фазой отдают полю энергию и переходят на орбиты с экспоненциально уменьшающимся радиусом. В среднем для всех электронов результирующий выходной сигнал, снимаемый с выходного элемента связи, оказывается значительно больше входного.

Усиление, получаемое в квадрупольном конденсаторе, сравнительно слабо зависит от частоты сигнала. Ограничение ширины полосы пропускания подобных приборов в основном определяется полосой пропускания элементов связи. В отличие от известных механизмов усиления, например, основанных на взаимодействии между пучком и электромагнитной волной, как это происходит в лампе бегущей волны, в квадрупольном конденсаторе имеет место только одностороннее действие поля на отдельные движущиеся электроны. Токи, наводимые на электроды квадрупольного конденсатора, не являются существенными, так как фильтруются выходным контуром генератора накачки, настроенным на $\omega_н = 2\omega_с$. Обычное взаимодействие пучка с металлической структурой имеет место только в элементах связи.

В США были созданы лампы, названные квадрупольными усилителями, работающие в диапазоне 400 и 800 *Мгц*, имеющие усиление до 20—30 *дб*, ширину полосы пропускания в 40—50 *Мгц* и

малый коэффициент шума в 1,4 *дб*, т. е. эффективную шумовую температуру около 100° К. Коэффициент шума в электронном пучке в лучших образцах не превышает 1 *дб*. Добавка в 0,4 *дб* связана с наличием потерь во входном элементе связи.

Лампа на частоту в 560 *Мгц* имеет общую длину 10 *см* при длине элементов связи в 1 *см*. При ускоряющем напряжении в 6 *в* и продольном магнитном поле в $1{,}44 \cdot 10^4$ *а/м* на длине элементов связи укладывается только четыре витка спиральной траектории

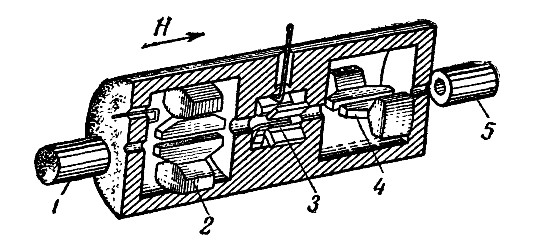


Рис. 29. Квадрупольный усилитель на 4 *Ггц*.

1 — электронный прожектор; *2* — вход; *3* — накачка; *4* — выход; *5* — коллектор.

электронов и не более $^1/_{60}$ длины волны сигнала. Таким образом, в элементах связи практически отсутствует сдвиг по фазе и электромагнитная волна в элементах связи хорошо синхронизуется с быстрой циклотронной волной пучка. Напротив, для медленной циклотронной волны, имеющей длину 3 *мм*, связь практически отсутствует, и не происходит ни усиления сигнала, ни шума. Ширина пластин элементов связи составляет 1,5 *см*, а зазор между ними — 0,75 *мм*. Длина квадрупольного конденсатора равна 1 *см* при зазоре в 2 *мм*. Диаметр пучка равен 0,4 *мм*, ток в пучке — около 35 *мка*. Мощность накачки на частоте около 1,12 *Ггц* порядка 30 *мвт*. Ширина полосы пропускания лампы — около 50 *Мгц*.

Следует отметить, что описанная квадрупольная система не является единственной усиливающей быструю циклотронную волну, возможны и другие системы, в частности, электростатическая аксиально-симметричная система из последовательности колец, периодическая магнитная система, система со скрещенными полями и т. д.

Из зарубежной литературы известно о создании квадрупольных усилителей как на малые частоты сигнала, например, на 200 *Мгц*, так и на большие, доходящие до 4 *Ггц* (рис. 29). Очевидно, что увеличение рабочей частоты связано с увеличением значения магнитного поля. Например, на частоте сигнала в 4,14 *Ггц* требуется магнитное поле в $1{,}18 \cdot 10^5$ *а/м*. Кроме того, очевидным является переход от элементов связи и квадруполей из пластин, как у электроннолучевых осциллографических трубок, к системам, состоящим из полых резонаторов. На частоте 4,14 *Ггц* было получено усиление в 19 *дб* при уровне шумов 0,8 *дб*. Ток в пучке был равен 27 *мка*, напряжение

10 *в* и мощность накачки 150 *мвт* на частоте 8,28 *Ггц*. Динамический диапазон усиления составлял 100 *дб*.

Усилители с поперечным полем обладают исключительно малым для электронных приборов коэффициентом шума — до 1 *дб* и менее. Замерены значения в 0,6 *дб*, т. е. шумовые температуры в 40° К. Лампы работают при чрезвычайно низких анодных напряжениях, сравнимых с напряжениями питания схем на транзисторах. Дальнейшее снижение шумов ограничивается наличием перехвата электронов электродами лампы, неоднородностей в пучке и поле, присутствием вторичных электронов и ионов. В квадрупольных усилителях продольные компоненты шума, обычно имеющие наибольшее абсолютное значение, не сказываются на работе усилителя в соответствии с самим принципом усиления, а поперечные компоненты, имеющие малые значения, выводятся еще во входном элементе связи и тем самым не испытывают последующего усиления.

В отличие от полупроводниковых приборов электронные параметрические усилители не боятся перегрузки при возникновении мощного входного сигнала. Увеличение сигнала приводит к безвредному для прибора попаданию пучка на электроды входного элемента связи, что приводит к насыщению по усилению. Кроме того, в квадрупольных усилителях практически отсутствует обратная связь между выходом и входом.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ
КВАНТОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Индуцированное излучение

Принцип действия квантовых усилителей заключается в использовании индуцируемых квантовых переходов системы возбужденных частиц (молекул, атомов, ионов). Атомы и молекулы веществ находятся на определенных дискретных уровнях энергии (при определенных энергетических состояниях); для изменения состояния системы необходимо, чтобы произошло либо поглощение кванта (фотона) электромагнитного поля, либо его излучение. Частота излучения или поглощения равна частоте, соответствующей частоте энергетического перехода между данной парой энергетических уровней. Испускаемые системой под воздействием внешнего индуцирующего поля кванты в точности совпадают по частоте, по фазе и направлению с квантами вынуждающего излучения, т. е. они полностью когерентны с воздействующим (вынуждающим) излучением. Поскольку на индуцирование перехода между двумя энергетическими уровнями энергия волны не расходуется, то электромагнитное поле усиливается и его энергия увеличивается на величину энергии испущенного кванта.

Одновременно протекают и обратные процессы, связанные с поглощением фотонов. При этом атомы (молекулы) становятся возбужденными, а энергия электромагнитного поля уменьшается на величину поглощенного фотона. В обычных условиях в соответствии с законом термодинамического равновесия Больцмана количество молекул, находящихся на нижнем энергетическом уровне и способ-

ных поглотить электромагнитную энергию, больше, чем число молекул, способных ее излучить, т. е. перейти с более высокого на более низкий энергетический уровень. Этим обстоятельством объясняется тот факт, что в обычных условиях электромагнитные волны при прохождении через вещество испытывают поглощение.

Еще в 1939 г. В. А. Фабрикантом была высказана идея, открывающая возможность перевода вещества в такое состояние, когда оно сможет отдавать энергию электромагнитной волне. Для этого требовалось каким-либо способом устранить частицы, способные поглощать энергию так, чтобы образовался избыток частиц, находящихся на верхнем уровне и способных отдавать волне часть своей энергии. Таким образом, для создания активной системы, способной усиливать электромагнитные колебания, необходимо нарушить равновесное распределение частиц этой системы так, чтобы верхний уровень был более заселен, чем нижний, как говорят, инвертировать распределение населенностей уровней. Такую инвертированную систему часто называют системой с отрицательной температурой.

Первые действующие образцы квантовых приборов — молекулярных генераторов и усилителей — были созданы в 1954 г. Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым в СССР и Ч. Таунсом в США.

Квантовые усилители на молекулярном пучке

Рассмотрим устройство квантового усилителя на молекулярном пучке аммиака. Схематическое строение молекулярного усилителя приведено на рис. 30. Из источника *1* выходит пучок молекул аммиака. Пучок проходит вдоль оси электрического конденсатора *2*, состоящего, как правило, из четырех стержней — электродов, подсоединенных поочередно к положительному и отрицательному полюсам источника высокого напряжения. В поле такого квадрупольного конденсатора происходит отделение молекул, находящихся в верхнем состоянии и способных излучать, от молекул, находящихся в нижнем состоянии и способных поглощать радиоволны. В молекулах аммиака при помещении их в сильное электрическое поле происходит изменение энергетических состояний (эффект Штарка). При этом по мере увеличения напряженности электрического поля энергия, соответствующая интересующим нас верхним состояниям, несколько увеличивается, а нижним — уменьшается. Поскольку любая система стремится принять состояние с минимальной потенциальной энергией, то молекулы аммиака, находящиеся в нижнем энергетическом состоянии, втягиваются в область сильных электрических полей, где их энергия уменьшается. Активные же молекулы, находящиеся в верхнем энергетическом состоянии, наоборот, стремятся войти в область, где отсутствуют поля. В квадрупольном конденсаторе поле убывает по направлению к оси (рис. 30, *б*). Поэтому активные молекулы собираются вдоль оси конденсатора, а пассивные отклоняются к его электродам. Таким образом, при прохождении квадрупольного конденсатора активные молекулы фокусируются; далее они попадают в объемный резервуар *3*, настроенный на частоту спектральной линии молекул аммиака, соответствующую $\lambda = 1{,}26$ *см*. Все процессы происходят в высоком вакууме, достигаемом непрерывной откачкой из сосуда *4* воздуха и аммиака насосом *5*. Взаимодействие пучка активных молекул аммиака в резервуаре с вводимой в него элек-

тромагнитной волной на $\lambda = 1,26$ *см* приводит к тому, что молекулы отдают вполне избыточную энергию, тем самым ее усиливая.

Молекулярный усилитель представляет собой усилитель с положительной обратной связью или регенеративный усилитель. Действительно, влетающие в резонатор молекулы имеют хотя и малую, но конечную вероятность совершить индуцированный переход с испусканием фотона за счет теплового излучения, которое всегда присутствует в резонаторе. Излученная при этих переходах волна отражается от стенок резонатора и в свою очередь воздействует на другие молекулы, вызывая в них энергетические переходы. Возникающее вследствие этого излучение вновь отражается стенками и снова может вызвать переходы с индуцированным излучением. Так происходит быстрое нарастание колебания в резонаторе.

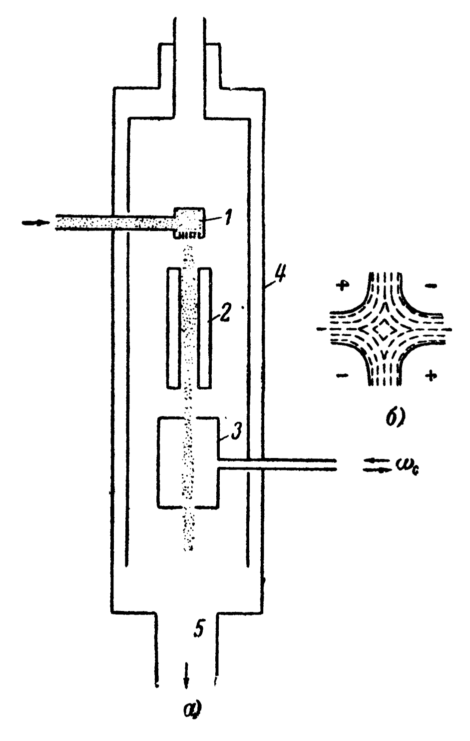


Рис. 30. Молекулярный усилитель на пучке молекул аммиака.

а — схема усилителя; *б* — картина электрического поля в квадрупольном конденсаторе.

Коэффициент обратной связи зависит от добротности резонатора. Электромагнитная энергия, отдаваемая пучком молекул, компенсирует потери в стенках резонатора. Последнее приводит к увеличению его эквивалентной добротности и тем самым к сужению полосы пропускания. При этом происходит увеличение усиления. Таким образом, изменяя число активных молекул в пучке, можно изменять коэффициент усиления. Однако, увеличение коэффициента усиления имеет свой предел — начало генерации. В этом случае достаточно мощный пучок активных молекул полностью компенсирует потери энергии в резонаторе и молекулярный усилитель становится молекулярным генератором.

Молекулярные генераторы, получившие широкое распространение, отличаются рекордной стабильностью частоты $\Delta f/f = 10^{-10}$— —10^{-12}, значительно превосходящей стабильность обычных кварцевых генераторов. Однако выходная мощность, получаемая от молеку-

лярных генераторов, как и от молекулярных усилителей, крайне мала и обычно не превышает 10^{-10} *вт*. Молекулярные усилители могут обеспечивать устойчивое усиление в 10—20 *дб*. Достоинством молекулярных усилителей являются предельно малые собственные шумы, соответствующие в настоящее время 80° К. Большим недостатком подобных усилителей является узкая полоса пропускания, составляющая при рабочей частоте 23,87 *Ггц* ($\lambda=1{,}26$ *см*) только несколько килогерц. Кроме того, практически невозможна перестройка частоты молекулярных усилителей. Создание усилителей на иные частотные диапазоны требует использования других рабочих веществ. В настоящее время созданы приборы на $\lambda=3{,}5$ *мм* с пучком молекул цианистого водорода и на $\lambda=4$ *мм* на пучке молекул формальдегида.

Узкополосность молекулярных устройств и практическое отсутствие перестройки по частоте (не более 1 *Мгц*) в значительной степени ограничивает область их применения в качестве усилителей. Усилители с молекулярными пучками аммиака позволяют изучать в основном только излучение спектральных линий аммиака от космических объектов, что дает возможность исследовать содержание аммиака в атмосферах планет. Они также могут быть применены в качестве радиоспектроскопов с чрезвычайно большой разрешающей способностью, что позволит получить новые сведения о строении молекул и свойствах атомных ядер.

Электронный парамагнитный резонанс в твердых телах. Принцип действия трехуровневых квантовых усилителей

Узкополосность молекулярного усилителя на пучке молекул аммиака связана с узкостью спектральной линии, наблюдаемой в пучке невзаимодействующих молекул. Для расширения линии необходимо обеспечение взаимодействия молекул. Последнее имеет место в газах, жидкостях и твердых телах, но в этих случаях нельзя использовать описанный способ сортировки активных молекул.

Один из способов создания малошумящих усилителей основан на получении неравновесных состояний для магнитных моментов парамагнитных ионов в кристалле твердого вещества. Этот способ основан на открытом в 1944 г. Е. К. Завойским явлении парамагнитного резонанса, состоящем в поглощении парамагнитными ионами в кристалле, находящемся в постоянном магнитном поле, энергии высокочастотного магнитного поля. При этом поглощение имеет резонансный характер и происходит в сравнительно узкой полосе частот. В твердых веществах парамагнетизм вызывается в основном орбитальными моментами электронов. Поскольку атомы состоят из ядер, окруженных электронным облаком, они могут обладать магнитными свойствами, обусловленными как магнитными моментами отдельных электронов, так и орбитальным движением электронов вокруг ядра, которое можно рассматривать как круговые токи. В большинстве случаев результирующие спиновый и орбитальный моменты оболочки равны нулю. Это справедливо, например, для атомов инертных газов, а также для ионов, из которых построены кристаллические решетки большинства неорганических соединений. Однако существуют ионы, содержащие одну или две незаполненные оболочки и обладающие результирующим магнитным моментом, который может ориентироваться во внешнем магнитном поле. Веще-

ства, содержащие такие ионы, имеют положительную магнитную восприимчивость, т. е. они парамагнитны. Наиболее известны парамагнитные ионы, входящие в группу железа: V^{3+}, Cr^{3+}, Mn^{2+}, Fe^{2+}, Fe^{3+}, Co^{2+}, $Ni^{?+}$, а также ионы редкоземельных элементов Gd, Er и т. п. Они образуют кристаллы совместно с неметаллическими атомами.

В 1955 г. Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым был предложен «трехуровневый метод» создания активных систем частиц, основан-

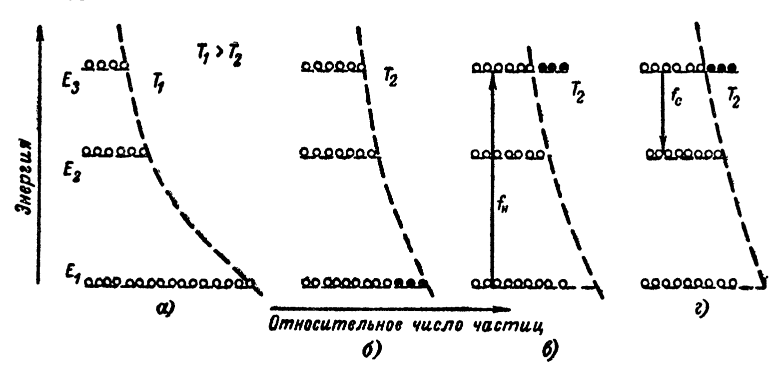


Рис. 31. Распределение частиц на энергетических уровнях в трехуровневой системе.

ный на одновременном использовании трех энергетических уровней и вспомогательного высокочастотного электромагнитного поля. При этом оказывается возможной работа в сантиметровом диапазоне при наличии магнитных полей в несколько сот тысяч ампер на метр, обеспечивается относительно широкая полоса пропускания и возможность перестройки рабочей частоты.

Пусть в системе имеется три энергетических уровня, такие, что энергия третьего больше, чем энергия второго, а второго — больше, чем первого (рис. 31, *а*). Тогда по закону Больцмана на третьем уровне будет меньше населенность частиц, чем на втором, а на втором — меньше, чем на первом. При охлаждении системы (тела) до достаточно низкой температуры различие в числе частиц на различных уровнях может быть незначительным (рис. 31, *б*). При прохождении через вещество электромагнитной волны, кванты которой соответствуют разности энергий между любыми из трех уровней, будет иметь место ее ослабление, т. е. поглощение энергии волны. При прохождении через вещество достаточно мощной волны частоты $f_н$, соответствующей квантовому переходу частиц с первого на третий уровень, переходы с нижнего (первого) уровня на верхний — третий будут происходить так интенсивно, что число частиц на первом и третьем уровнях практически сравняется (рис. 31, *в*). Может оказаться, что на третьем уровне окажется больше частиц, чем на среднем, и равновесие окажется нарушенным, произойдет инверсия населенности уровней энергии системы. Теперь при прохождении через вещество электромагнитной волны с частотой $f_с$, соответствующей переходам с верхнего уровня на второй, произойдет уже не ослабление, а усиление волны за счет избыточной энергии, запасенной систе-

мой при поглощении (рис. 31, *г*) вспомогательной электромагнитной волны $f_н$, вызвавшей переход частиц с первого уровня на третий.

Для работы подобных усилителей необходимо охлаждение рабочего тела до температуры, близкой к абсолютному нулю, например до температуры жидкого гелия (4° К). Такая температура позволяет обеспечить надлежащие количественные соотношения для частиц, находящихся на различных энергетических уровнях, а также уменьшить тепловые колебания кристаллической решетки, затрудняющие приведение тела в активное состояние. При этом требуются меньшие мощности вспомогательной электромагнитной волны накачки. Кроме того, работа парамагнитных усилителей при низких температурах позволяет резко снизить уровень тепловых шумов.

Квантовые парамагнитные усилители

На рис. 32 приведено схематическое изображение резонаторного парамагнитного усилителя. Парамагнитный кристалл помещается внутрь объемного резонатора *1*, настроенного одновременно на две частоты. Более высокая частота $f_н$ соответствует вспомогательной электромагнитной волне накачки, уравнивающей число частиц на первом и третьем уровнях. Более низкая частота $f_с$, соответствующая разности энергии третьего и второго уровней, равна частоте усиливаемого сигнала. Резонатор *1* погружается в сосуд Дьюара *2* с жидким гелием (4,2° К при атмосферном давлении и 1,5—2° К при откачке паров гелия до давления 4—24 *мм рт. ст.*). Последний для уменьшения расхода гелия в свою очередь помещается в сосуд *3* с жидким азотом (77° К). Вся система располагается между полюсными наконечниками *4* большого электромагнита. Величина магнитного поля *H* подбирается такой, чтобы разность энергии третьего и второго уровней парамагнитных ионов в этом поле соответствовала квантам (частоте) усиливаемого электромагнитного сигнала. Изменяя величину магнитного поля, можно перестраивать рабочую частоту усилителя в сравнительно небольших пределах.

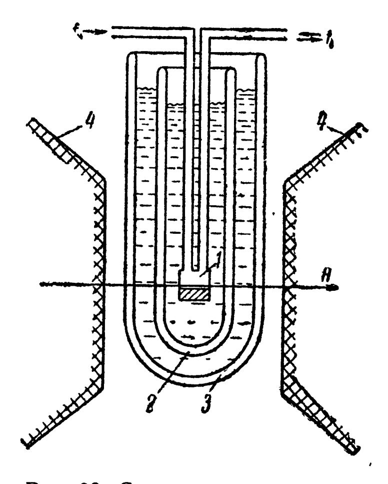


Рис. 32. Схема парамагнитного усилителя с отражательным резонатором.

Резонаторный парамагнитный усилитель является по своей природе усилителем регенеративного типа. Его полоса пропускания определяется добротностью резонатора и коэффициентом усиления. По мере увеличения коэффициента усиления полоса сужается. При больших коэффициентах усиления наблюдается самовозбуждение усилителя и усилитель превращается в генератор. Частота генерации

не стабильна, так как определяется стабильностью магнитного поля и температуры. Подобный генератор в отличие от молекулярного не представляет практического интереса.

Резонаторный парамагнитный усилитель не имеет разделенного входа и выхода сигнала. Для использования возможностей такого парамагнитного усилителя необходимо воспрепятствовать попаданию в него шумов из входных цепей приемника. Это может быть осуществлено при помощи ферритового циркулятора.

Современные парамагнитные усилители представляют собой сравнительные компактные приборы с постоянными магнитами, помещаемыми совместно с резонатором и циркулятором в сосуд Дьюара с жидким гелием, связанный с компактной холодильной установкой. Следует отметить, что работа парамагнитных усилителей может происходить также при охлаждении жидким азотом (77° К) и даже сухим льдом (195° К). Мощность накачки в несколько милливатт обеспечивается обычно отражательными клистронами (стабильность 10^{-5}). Весь парамагнитный усилитель в целях снижения потерь в трактах часто располагается непосредственно на антенне.

В качестве парамагнитного вещества в усилителях могут применяться различные кристаллы. Наибольшее распространение получили усилители на искусственном рубине. Рубин, представляющий собой кристалл окиси алюминия Al_2O_3 (корунд) с небольшой примесью ионов хрома (сотые доли процента) успешно работает в диапазоне частот от сотен мегагерц до 15 *Ггц*.

Первые пригодные для практики усилители трехсантиметрового диапазона с отражательным резонатором, разработанные в США, имели усиление в 26 *дб* при ширине полосы в 5 *Мгц* и эффективной шумовой температуре около 25° К. Циркулятор усилителей находился при комнатной температуре и вносил шум порядка 15° К. Последующее помещение циркулятора в гелиевый сосуд Дьюара позволило снизить уровень шума усилителя до 10° К.

Один из трехсантиметровых парамагнитных усилителей на рубине с 0,5% содержанием хрома обеспечивал усиление в 20 *дб* при ширине полосы в 10 *Мгц*. Диапазон механической непрерывной перестройки частоты составлял 205 *Мгц* (от 9 405 до 9 610 *Мгц*), но мог доходить и до 400 *Мгц*. Частота накачки изменялась от 22,85 до 23,85 *Ггц*, а напряженность магнитного поля (3,12—3,44) 10^5 *а/м*. Мощность накачки при насыщении составляла 30—60 *мвт*. Кристалл насыщался при непрерывной мощности сигнала в 0,02 *мквт*.

В настоящее время известен также созданный в США усилитель восьмимиллиметрового диапазона (λ от 7,7 до 10,4 *мм*), работающий в непрерывном режиме, в котором используется двуокись титана (рутил) с примесью ионов железа. Накачка в этом случае производится на $\lambda=4$ *мм* с мощностью в 2—10 *мвт*. Магнитное поле составляет около $2{,}4 \cdot 10^5$ *а/м*. Насыщение наступает при входной мощности более 0,01 *мквт*.

Парамагнитные усилители бегущей волны

Помимо резонаторных парамагнитных усилителей разработаны также усилители бегущей волны. Если в первом случае парамагнитное вещество помещается в резонатор и усилитель работает как регенератор, то во втором случае сигнал распространяется по волноводу с нерезонансной замедляющей системой. При этом волновод за-

полняется парамагнитным веществом, имеющим высокую диэлектрическую проницаемость. Замедление волны приводит к увеличению времени ее взаимодействия с парамагнитным веществом. Парамагнетик вносит отрицательное сопротивление в схему замедляющей системы. Происходит экспоненциальное нарастание амплитуды распространяющейся по системе волны. Парамагнитное вещество усиливает одинаково хорошо в обоих направлениях. Поэтому возможно появление нежелательной усиленной обратной волны, что приводит к резкой зависимости усиления от частоты и, более того, к самовозбуждению системы. Этого можно избежать при помещении в волновод ферритовых развязывающих элементов, не позволяющих волне, отраженной от выхода, усиливаться в обратном направлении. В парамагнитных усилителях бегущей волны всегда удается обеспечить достаточное затухание обратных волн, так что система остается стабильной даже при закорачивании входа или выхода.

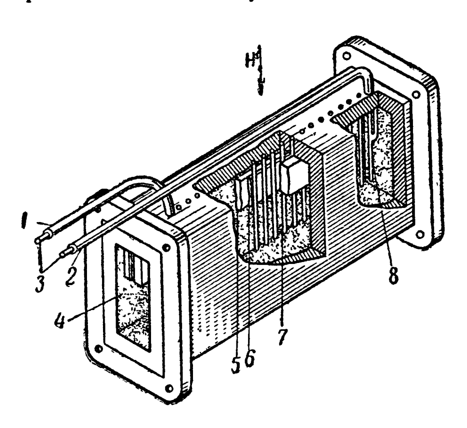


Рис. 33. Схема парамагнитного усилителя бегущей волны.

1 — вход сигнала; *2* — выход сигнала; *3* — коаксиальные кабели; *4* — волновод накачки; *5* — изолятор (рубин с 1% хрома); *6* — прокладка (окись алюминия); *7* — усиливающее вещество (рубин с 0,05% хрома); *8* — штырь связи с кабелем.

В парамагнитных усилителях бегущей волны возможно использование замедляющих систем различного типа: спирали, системы с замедлением, основанным на внутренних отражениях волны в каждом периоде системы, системы с замедлением в диэлектрике, а также их комбинаций.

Нерезонансная нагруженная диэлектриком замедляющая система может обеспечить широкую полосу пропускания при большом усилении. Однако независимо от изменения напряженности постоянного магнитного поля ширина полосы ограничивается шириной линии парамагнитного резонанса активного вещества усилителя. Так, для рубина ширина линии составляет 75 *Мгц*, а ширина полосы рубинового парамагнитного усилителя при усилении в 25 *дб* составляет только 25 *Мгц*. Увеличение полосы пропускания требует создания изменяющегося вдоль системы по какому-либо закону магнитного поля.

Первые испытания квантового усилителя бегущей волны были проведены в США на этилсульфате гадолиния в качестве усиливающего парамагнитного вещества и иттриевом гранате в качестве ферритового изолятора. Усилитель имел гребенчатую замедляющую систему. Частота сигнала находилась в диапазоне от 6,0 до 6,3 *Ггц*, частота накачки — от 11,7 до 12,3 *Ггц*. Магнитное поле составляло

$1{,}44 \cdot 10^5$ *а/м*. На замедляющей системе длиной 2,5 *см* было получено усиление 12 *дб* при полосе пропускания 30 *Мгц*. Позже был создан усилитель с большим усилением с применением розового рубина, содержащего в кристалле окиси алюминия примесь в 0,05% ионов хрома. На рис. 33 приведено схематическое изображение усилителя с рубиновым заполнением по всей длине замедляющей системы. Видно расположение усиливающего материала — рубина с 0,05%-ной концентрацией хрома и материала изолятора — рубина с 1%-ной концентрацией хрома. Между 1%-ным рубином и стержнями гребенчатой системы проложена пластина окиси алюминия, служащая для развязки от прямой волны. Постоянное магнитное поле прикладывается вдоль стержней гребенки. Этот усилитель обладает прямым усилением 23—35 *дб* и обратными потерями 29 *дб*. Ширина полосы (по уровню 3 *дб*) равна 25 *Мгц* на рабочей частоте 5,8 *Ггц*. Возможно получение усиления в диапазоне частот от 5,75 до 6,1 *Ггц* при электрической перестройке с помощью изменения частоты накачки от 18,9 до 19,5 *Ггц* и постоянного магнитного поля $(3{,}14\text{—}3{,}75) \times 10^5$ *а/м*. Насыщение усилителя наступает при уровне выходной мощности ниже 10 *мквт*. Источник накачки дает мощность 10—100 *мвт*. При некотором усложнении усилителя полоса пропускания была увеличена до 67 *Мгц* при усилении в 13 *дб*. Измерения шумовой температуры дали значение около 10° К. Если отбросить результат влияния входных элементов тракта, то собственный шум парамагнитного усилителя составит только 2° К. Однорезонаторный 20 *дб* усилитель на рубине на $f=700$ *Мгц*, использованный для планетного радиолокатора, имеет шумовую температуру $20 \pm 10°$ К.

В наиболее коротковолновой области на кристалле рутила (двуокись титана) с примесью 0,12% Fe^{3+} получена генерация в непрерывном режиме на 49—57 *Ггц* ($\lambda=5\text{—}6$ *мм*) при накачке на 78 *Ггц*. Магнитное поле при этом изменялось в пределах (5,8—4,4) 10^5 *а/м*. Мощность накачки была 50 *мвт*, а кристалл был охлажден до 4,2° К. Получено также усиление на рутиле на частоте 70 *Ггц* с накачкой на частоте 118 *Ггц*.

Большое значение для развития парамагнитных усилителей имеет создание сверхпроводящих соленоидов. Последние, создавая мощное магнитное поле, подобно постоянным магнитам не потребляют энергию на поддержание магнитного поля. Явление сверхпроводимости наблюдается у некоторых сплавов, в частности у сплавов ниобий-олово, ниобий-цирконий, помещенных в жидкий гелий. Так, при плотности тока свыше 100 *ка/см²* имеет место сверхпроводимость в ниобий-олове, причем возникающее поле достигает $70 \cdot 10^5$ *а/м*. Для катушки из сплава ниобий-цирконий получается поле до $28 \cdot 10^5$ *а/м*. Расход жидкого гелия при непрерывной работе соленоида в течение одного месяца составляет только 2—3 *л*. Создание сверхпроводящих соленоидов позволяет в ряде случаев избавиться от громоздких потребляющих большую мощность и имеющих интенсивное водяное охлаждение электромагнитов.

Помимо описанного выше способа трех уровней, позволяющего производить инверсию населенностей энергетических уровней, необходимую для работы квантовых усилителей, было предложено и испытано еще несколько методов. Из них следует отметить так называемые двухуровневые квантовые усилители, работающие только в импульсном режиме. В отдельных случаях получалось кратко-

временное усиление (длительность рабочего времени менее 1 *мксек*) до 20 *дб* на частоте 9 *Ггц*. Недостатком двухуровневых квантовых усилителей являются не только работа в импульсном режиме, но и малость рабочего времени по сравнению со временем восстановления.

ГЛАВА ПЯТАЯ
УСИЛИТЕЛИ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

Туннельный диод

Туннельный диод — это новый полупроводниковый прибор, существенно отличающийся от транзистора. Усилители, использующие электронные лампы или транзисторы, несмотря на различия между ними, имеют много общего в принципе действия. В указанных приборах происходит эмиссия носителей электрических зарядов, прохождение последними области воздействия управляющего электрода и сбор носителей на выходном электроде. Очевидно, что быстродействие подобных приборов определяется временем, затрачиваемым носителями заряда на прохождение (диффузию) из области эмиссии в область коллектора через область управления. Это время существенно больше времени прохождения электрического тока по проводнику, имеющему длину, равную расстоянию между эмиттером и коллектором или между катодом и анодом.

Различие связано с тем, что по проводнику сигнал переносится практически со скоростью света электрическим полем всех электронов проводника и не связан с перемещением отдельной группы электронов. Каждый электрон смещается только на микроскопическое расстояние, и электроны, приходящие на конец проволоки, не являются теми электронами, которые подверглись воздействию приходящего сигнала.

В туннельном диоде передача сигнала происходит со скоростью света, как и в проводящей проволоке. Последним и объясняется быстродействие этого прибора. Существенное различие между туннельным диодом и проводящей проволокой состоит в том, что проволока, обладая положительным сопротивлением, не может усиливать никакие сигналы. При положительном сопротивлении увеличение напряжения приводит к увеличению тока. В туннельном диоде, наоборот, увеличение напряжения при некоторых значениях постоянного положительного смещения приводит к уменьшению тока. Это означает, что диод обладает отрицательным сопротивлением; вместо поглощения сигнала, как это имеет место в сопротивлении, происходит усиление.

Появление туннельных диодов связано с открытием в 1958 г. японским ученым Эсаки наличия отрицательного сопротивления при небольших положительных смещениях у германиевых диодов с резким *p-n* переходом. Статическая вольт-амперная характеристика туннельного диода приведена на рис. 34. Видно, что с ростом положительного смещения ток диода сначала возрастает вплоть до острого максимума, далее спадает до относительно плавного минимума и, наконец, экспоненциально возрастает. Рабочая точка туннельного

диода выбирается на вольт-амперной характеристике в области напряжений 100—150 *мв*. Величина, обратная крутизне касательной к характеристике в рабочей точке, равна отрицательному динамическому или дифференциальному сопротивлению диода $R-$. По мере же увеличения отрицательного смещения ток диода резко растет. Для сравнения пунктиром дана вольт-амперная характеристика обычного плоскостного диода, имеющего плавный *p-n* переход.

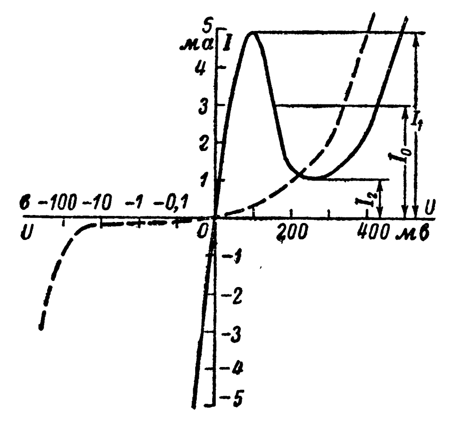


Рис. 34. Вольт-амперные характеристики обычного и туннельного диода.

Для изготовления туннельных диодов используют полупроводниковые кристаллы с необычно большим содержанием атомов примесей, доходящих до 10^{19}—10^{21} $см^{-3}$, вместо обычных для полупроводниковых триодов 10^{15} $см^{-3}$. Поэтому для туннельных диодов имеется сильное вырождение в *n*- и *p*-областях, выражающееся в том, что уровень Ферми, соответствующий максимально возможной энергии электрона при абсолютном нуле, располагается в зоне проводимости для *n*-области и в валентной зоне для *p*-области перехода. Величина смещения уровня Ферми по отношению к дну зоны проводимости и соответственно к потолку валентной зоны (степень вырождения электронного газа) определяет положение максимума и минимума вольт-амперной характеристики. Повышение концентрации примесей, приводя к увеличению степени вырождения, дает увеличение абсолютных значений токов диода. Концентрация же примесей в полупроводнике (его легирование) определяется растворимостью примесей в данном полупроводнике.

При нулевом смещении (рис. 35, *а*) часть энергетических уровней на обеих сторонах *p-n* перехода сравнивается и имеют место взаимные переходы электронов через барьер по горизонталям. Однако в этом случае результирующий ток равен нулю. По возрастании положительного смещения происходит равное смещение уровней. Уровни электронов из *n*-области оказываются напротив свободных уровней в *p*-области. В этом случае в направлении от *n* к *p* появляется электронный ток (рис. 35, *б* — *г*). Возрастание тока происходит

по мере того, как сравнивается все большее и большее число энергетических уровней и тем самым возрастает число возможных электронных переходов. Однако, дальнейшее увеличение напряжения смещения может привести к тому, что часть электронных уровней из *n*-области поднимается столь высоко, что окажется напротив запретной зоны в *p*-области (рис. 35, *д*). С этого момента ток в *n*—*p* направлении начинает падать. В предельном случае все электронные уровни *n*-области оказываются напротив запрещенной зоны и ток спадает практически до нуля. Последующее увеличение напряжения смещения приводит снова к резкому росту тока, поскольку электроны начинают совершать переходы поверх барьера. На рис. 35, *г* мы имеем уменьшение значений тока по мере увеличения смещения, т. е. имеем отрицательное дифференциальное сопротивление.

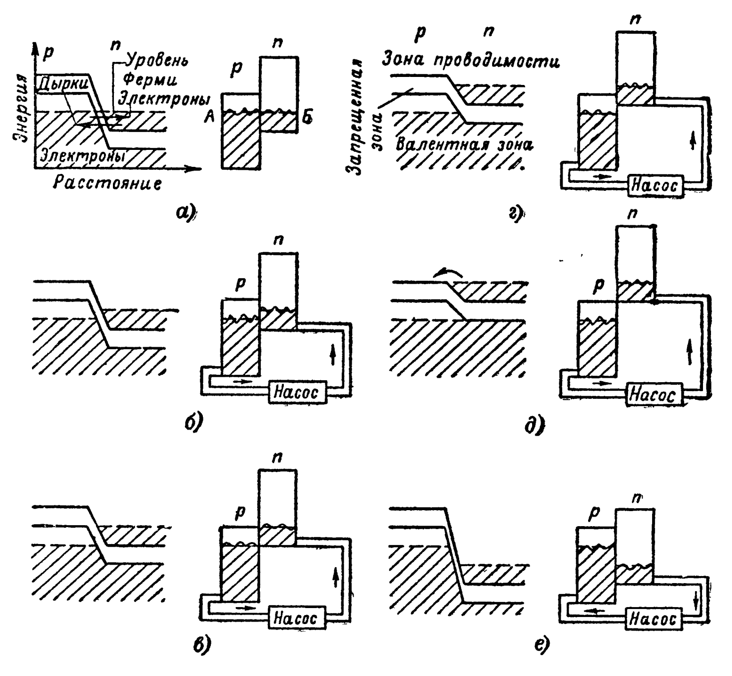


Рис. 35. Диаграммы энергетических уровней в приконтактной области туннельного диода и гидравлические аналогии.

Наименование туннельного диода происходит из-за использования в нем туннельного эффекта, известного в квантовой механике. В соответствии с положениями квантовой механики при туннельном эффекте заряженная частица может исчезнуть с одной стороны потенциального барьера и мгновенно появиться на другой его стороне. При этом процессе не затрачивается энергии на преодоление барьера, а сама частица как бы проходит через туннель в барьере. Толщина

контактного слоя в туннельном диоде вследствие большого содержания примесей, равна примерно 0,01 *мк* (в обычных диодах порядка 1 *мк*), так что даже при весьма малых напряжениях в переходе возникают значительные напряженности электрического поля, доходящие до 10^5 *в/см*. Тем самым прохождение электронов через тонкий барьер оказывается в значительной степени облегченным вследствие возникновения внутренней холодной эмиссии.

Работа туннельного диода может быть также пояснена с помощью простой механической гидравлической аналогии, приведенной также на рис. 35. Представим себе, что имеются два соприкасающихся сосуда *p* и *n*, в которых находится бурно кипящая вода. Проведем линию *АБ*, соответствующую некоторому среднему уровню водяной поверхности. Далее предположим, что между двумя сосудами имеется тончайшая мембрана, проницаемая для молекул воды и позволяющая производить переход молекул воды между сосудами без потери энергии молекул. Когда средний уровень в обоих сосудах одинаков, то хотя и происходит обмен молекулами, но не имеется результирующего потока воды из одного сосуда в другой. Последнее соответствует случаю нулевого смещения (рис. 35, *а*). Вода в *p*-сосуде эквивалентна электронам на заполненных энергетических уровнях в валентной зоне *p*-области перехода, а вода в *n*-сосуде — электронам на заполненных уровнях в зоне проводимости *n*-области. Мембрана между сосудами будет соответствовать потенциальному барьеру, который проницаем при достаточно малой толщине.

Далее, если средний уровень воды в *p*-сосуде станет выше, чем уровень в *n*-сосуде, то появится результирующий поток воды (рис. 35, *е*) в направлении от *p* к *n*. При наличии сточной трубы, присоединенной к *n*-сосуду и наливной трубы, присоединенной к *p*-сосуду, возможно сохранение неизменными средних уровней воды при обеспечении непрерывной циркуляции воды с помощью насоса. Данный случай соответствует туннельному диоду при отрицательном смещении (отрицательный полюс батареи приложен к *p*-стороне перехода). Поток воды является аналогом электронного тока в диоде. Случай *б* (рис. 35) соответствует небольшому положительному смещению, когда имеет место результирующий электронный ток в *n-p* направлении. Дальнейшее увеличение положительного напряжения смещения или аналогичного вертикального смещения сосудов приводит к нарушению контакта между стенками и прекращению потока (рис. 35, *г*, *д*). Продолжение повышения положительного смещения в туннельном диоде приводит к росту тока за счет нормального механизма проводимости полупроводникового диода (рис. 31, *д*).

Поскольку нас интересует использование туннельных диодов в усилителях, то рассмотрим те параметры диодов, которые определяют коэффициент усиления, ширину полосы пропускания и величину уровня шума.

На рис. 36 приведена эквивалентная схема высокочастотного усилителя на туннельном диоде. Диод характеризуется емкостью перехода *C*, отрицательным дифференциальным динамическим сопротивлением R_{-} и активным сопротивлением *r*, определяющим потери в полупроводнике диода и проводящих контактах.

Емкость диода *C* обычно велика и составляет единицы или даже десятки пикофарад. Тонкий переход в германиевом диоде с концентрацией примесей $4 \cdot 10^{19}$ $см^{-3}$ имеет удельную емкость в 5 $мкф/см^2$, т. е. при наличии контакта диаметром 40 *мк* имеет

емкость, равную 100 *пф*. Емкость C в значительной степени определяется площадью контакта. Поэтому в целях снижения C стремятся сколь возможно снизить площадь перехода.

Динамическое отрицательное сопротивление R_{-}, определяемое как величина, обратная крутизне вольт-амперной характеристики в рабочей точке, сильно зависит от толщины перехода и тем самым от концентрации примесей. Значения R_{-} обычно находятся в пределах от 1 *ком* до 10 *ом*, хотя могут составлять и доли ома.

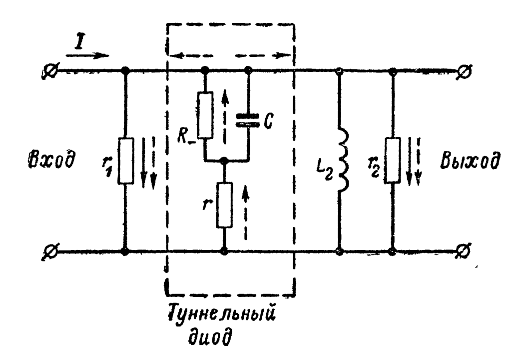


Рис. 36. Принципиальная схема высокочастотного усилителя на туннельном диоде.

Сопротивление растекания диода r, характеризующее активные потери в толще кристалла, в контакте и выводах диода обычно пренебрежимо мало по сравнению с R_{-} и составляет доли ома.

Для работы усилителей и генераторов на туннельных диодах требуется, чтобы «отрицательная» часть характеристики была возможно круче (при этом получаются малые значения R_{-}). Напряжения смещения, при которых имеют место максимальные значения тока I_1 (напряжения около 50 *мв*) и минимальные значения I_2 (напряжения около 350 *мв*), практически не меняются до диода к диоду. Поэтому качества туннельных диодов удобно характеризовать величиной отношения I_1/I_2. Для хороших образцов это отношение составляет примерно 10 : 1. Абсолютные значения I_1 зависят от площади и толщины перехода и варьируются от 50 *мка* до 1 *а*. Значения I_2 определяются наличием избыточного тока, связанного с начинающимся возрастанием обычного прямого тока в диоде.

Основным параметром туннельных диодов, определяющим возможности их использования в схемах усилителей, является произведения $R_{-}C$. Так, согласно теории произведение усиления по напряжению в середине полосы пропускания $G_и$ на полуширину полосы Δf (на уровне 3 *дб*) при $G_u \gg 1$ равно.

$$G_u \Delta f = \frac{1}{2\pi R_{-} C}.$$

Таким образом, в усилителях на туннельных диодах, как и в других усилителях с использованием отрицательного сопротивления, ширина полосы пропускания обратно пропорциональна усилению. Особенный интерес представляет применение туннельных диодов в сверхвысокочастотном диапазоне. В силу квантовомеханической природы туннельного эффекта эти диоды не должны иметь практически ограничений, связанных со временем дрейфа носителей зарядов. Так, длительность физических процессов в туннельных диодах характеризуется временем около 10^{-13} *сек*.

Однако максимальная частота, на которой можно получить усиление, определяется конструктивными факторами и оценивается по порядку величины с помощью формулы, определяющей максимальную частоту $f_{макс}$, на которой возникает генерация:

$$f_{макс} = \frac{\sqrt{R_{-}/r_s}}{2\pi R_{-} C},$$

где r_s — сопротивление, определяющее суммарные потери в цепи, в том числе сопротивление толщи полупроводника.

Из приведенных выражений следует, что существенным для работы усилителей является снижение величины произведения $R_{-}C$. Указанное произведение практически не зависит от площади контакта и в основном определяется концентрацией примесей в *n*-области диода, ограничиваемой их растворимостью. Так, для германиевого туннельного диода имеет место очень сильная зависимость $R_{-}C$ от концентрации примесей. Изменение концентрации только в 2 раза изменяет значение $R_{-}C$ на два порядка! Для хороших германиевых туннельных диодов требуется концентрация примесей $2 \cdot 10^{19}$—$4 \cdot 10^{19}$ $см^{-3}$, а кремниевых — $5 \cdot 10^{19}$—$5 \cdot 10^{20}$ $см^{-3}$. Германиевые туннельные диоды изготовлялись методом вплавления индиевой капли (с примесью 0,5% галлия и 0,5% цинка) диаметром около 75 *мк* в германиевую пластинку с удельным сопротивлением 10^{-3} *ом·см*, легированную мышьяком (концентрация примеси $2 \cdot 10^{19}$ $см^{-3}$). Для получения вырожденного германия *n*-типа используют в качестве примесей фосфор или мышьяк, а *p*-типа — галлий или алюминий. Для кремния *p*-типа соответственно применяют мышьяк или фосфор, а *n*-типа — бор или галлий. В настоящее время делаются попытки использовать мощный пучок света оптического квантового генератора при изготовлении туннельных диодов. Применение указанных туннельных диодов считается возможным до частот в 10 *Ггц*; однако практически получена только генерация на 1 *Ггц* и высшие гармоники частоты на 4 *Ггц*.

Перспективным в отношении работы на сверхвысоких частотах является создание туннельных диодов из интерметаллических соединений: арсенида галлия (соединение мышьяка с галлием), антимонида галлия (соединение сурьмы с галлием) и антимонида индия. Так, для диода из арсенида галлия $R_{-}C$ достигает $0{,}02 \cdot 10^{-9}$ *сек*, а отношение I_1/I_2 равняется 15 : 1 и даже доходит до 60 : 1. В соответствии с этим на диодах из арсенида галлия получена генерация на частоте в 40 *Ггц*, а за последнее время — на частоте в 103 *Ггц* (λ = 2,9 *мм*). Выходная мощность составляла при этом 25 *мквт* на 50 *Ггц* и несколько десятых микроватта на 100 *Ггц*. При экспериментах диод помещался в волновод с подвижным поршнем, с помощью

которого осуществлялась перестройка по частоте в пределах 30%. На частотах 1,4—1,8 *Ггц* генерируемая мощность достигает 10—100 *мвт*.

Шумовые свойства туннельных диодов в основном определяются дробовыми шумами, вызванными прохождением рабочего тока смещения. Шумы имеют непрерывный спектр и их уровень относительно невелик. Эффективная шумовая температура составляет около 100—300° К, что сравнимо с шумами квантовых и параметрических усилителей. Дальнейшее снижение шумов связано со снижением значений R_{-} и токов проводимости I_0, а также с охлаждением туннельных диодов. Так, охлаждение до 80° К по сравнению с 290° К дает снижение шума на 1,8 *дб*.

В отличие от параметрических усилителей, требующих значительной высокочастотной мощности накачки, туннельные диоды требуют только маломощного источника постоянного тока с расходом мощности питания порядка милливатт. Выходная мощность диодов, обычно составляющая несколько микроватт, может быть увеличена до нескольких милливатт путем использования вместо точечных диодов систем с распределенными параметрами, например, схем с бегущей волной. Одной из эксплуатационных особенностей туннельных диодов является их малая чувствительность к различного рода внешним воздействиям. Так, вольт-амперная характеристика германиевого диода практически не меняет свою форму в интервале температур от —200 до 100° С. Кремниевый диод может использоваться до еще более высоких температур в 300—375° С. Последнее относится также к диодам из арсенида галлия.

Туннельные диоды мало чувствительны к воздействию влаги и различных загрязнений, не требуют помещения в специальные баллоны. Кремниевые диоды допускают помещение без защиты поверхности непосредственно в жидкий азот (температура 77° К), в печь при температуре 300° С и в кислоту без существенных изменений в работе.

Туннельные диоды, по-видимому, в меньшей степени чем полупроводниковые триоды подвержены воздействию различных ядерных излучений. Так, характеристики диодов существенно не изменялись при облучении их потоком быстрых нейтронов вплоть до интенсивностей потока в 10^{15}—10^{16} $см^{-2}$ и потокам быстрых электронов энергией 7 *Мэв* с интенсивностью 10^{17} $см^{-2}$. Облучение приводило только к некоторому увеличению тока в минимуме I_2. Диоды из арсенида галлия примерно в 10 раз устойчивее к излучениям, чем германиевые или кремниевые.

Размеры и вес туннельных диодов весьма малы. Изготовление диодов отличается относительной простотой. Диоды монтируются в керамических корпусах с исключительно низким значением индуктивности, составляющим доли наногенри. Керамические патроны, в которых помещаются обычные кристаллические диоды, оказываются в этом отношении непригодными. Обычно туннельный диод монтируют в отрезке полосковой линии сантиметрового диапазона.

Усилители на туннельных диодах

Получение усиления при включении туннельного диода может быть пояснено с помощью схемы, приведенной на рис. 36. Отметим, что r_1 и r_2 представляют собой (условно) входное и выходное со-

противления. Индуктивность L_2 включается для подстройки резонансного контура, имеющего емкость C.

При отсутствии диода при равенстве значений r_1 и r_2 ток делится поровну между входом и выходом (сплошные стрелки на рис. 36). При подключении туннельного диода, имеющего отрицательное сопротивление, приложенное напряжение приводит к прохождению тока через диод. Однако направление тока оказывается таким, что ведет к увеличению значений токов, протекающих через r_1 и r_2 (пунктирные стрелки на рис. 36), т. е. возникает усиление. Коэффициент усиления по напряжению в этом случае будет равен:

$$G_u = \frac{4g_1g_2}{(g_1+g_2-g_-)},$$

где $g_1=1/r_1$, $g_2=1/r_2$ и $g_-=1/R_-$. Таким образом, при $g_1+g_2 \geqslant g_-$ имеем усиление, а при $g_1+g_2<g_-$ — генерацию. Заметим что усиление резко возрастает по мере приближения g_- к (g_1+g_2).

На рис. 37 приведена схема реального усилителя на туннельном диоде. Схема усилителя использовалась для получения стабильного усиления в 20 *дб* на частотах в 30, 66 и 80 *Мгц*. В усилителе работает туннельный диод с током I_1 около 0,5 *ма*, емкостью C, равной 40 *пкф*, и номинальным отрицательным сопротивлением $R_- = 167$ *ом*. Постоянное смещение для постановки диода в рабочую точку подается от батареи U_0 через нагрузочное сопротивление r_0. Рабочая точка устанавливается при одновременной регулировке r_0 и U_0.

Автотрансформатор служит для согласования проводимости диода с проводимостями входа и выхода. Емкость C_0 имеет большую величину. Она предназначена для блокировки источника питания по высокой частоте и подавления паразитных колебаний в цепи питания. Возможность возникновения колебаний связана с наличием малых значений сопротивления R_- у туннельных диодов. Поэтому для стабильной работы требуется использование источников питания с предельно малым внутренним сопротивлением $r_0 \ll R_-$. Часто напряжение смещения для туннельного диода берется с низкоомного реохорда, включенного параллельно источнику питания. Кроме того, условием стабильной работы схемы в отношении возникновения низкочастотных колебаний является требование $C_0 \gg L_0/R_- \; r_0$, где L_0 — индуктивность вводов и согласующего автотрансформатора.

Для данной схемы произведение $G_u\Delta f$ примерно равно 25 *Мгц*, что соответствует расчету и превышает значения, получаемые для радиоламп. Однако последнее не является пределом, так как в отдельных случаях значения $G_u\Delta f$ доходят до тысяч мегагерц. К настоящему времени известен целый ряд реальных схем усилителей на туннельных диодах: например, усилитель на 445 *кгц* с усилением в 20 *дб*, усилитель низкой частоты, преобразователь с понижением частоты с 210 до 30 *Мгц* с усилением в 23 *дб*, полосой 0,15 *Мгц* и коэффициентом шума 2,8 *дб*.

При переходе к сверхвысоким частотам применение схем со сосредоточенными параметрами R, C и L становится невозможным и требуется переход к резонаторным волноводным и полосковым системам. На рис. 38 приведено схематическое изображение системы, состоящей из тороидального резонатора и германиевого туннельного диода. При слабой связи резонатора с коаксиальной линией (не-

большие отверстия связи) в системе возникает генерация на резонансной частоте контура. При усилении во избежание генерации необходима более сильная связь. При достаточно большой связи входной сигнал, поступающий в коаксиальную линию, отражается назад по линии с большим усилением. С помощью указанной системы была получена генерация на частотах свыше 8 *Ггц*.

Очевидно, что в схемах усилителей на туннельных диодах, как и в ранее рассмотренных схемах параметрических усилителей, не имеется четкого разделения между входом и выходом. Поэтому для изоляции входа от выхода требуется применение циркуляторов или систем с использованием направленных ответвителей и мостовых схем, что затрудняет также создание многокаскадных схем с туннельными диодами.

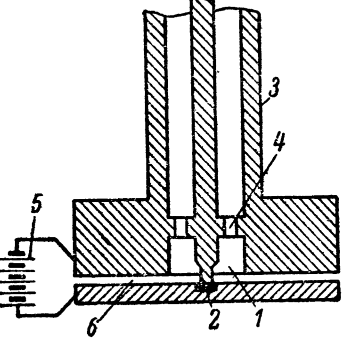


Рис. 38. Схема резонаторного усилителя на туннельном диоде на 8 *Гц*.

1 — тороидальный резонатор; *2*—туннельный диод; *3* — коаксиальная линия; *4* — окна связи; *5* — источник питания; *6* — зазор, служащий на сверхвысокой частоте блокирующим конденсатором.

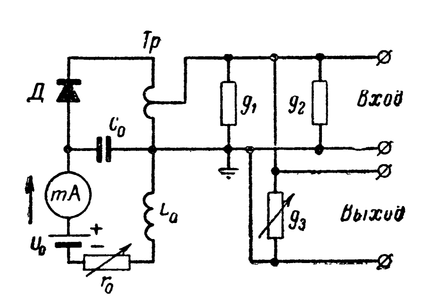


Рис. 37. Схема усилителя на туннельном диоде на частоту 30 *Мгц*.

Усилители на германии и антимониде галлия имеют максимальный ток несколько миллиампер, выходную мощность несколько микроватт, шум 3—4 *дб* и динамический диапазон усиления не менее 70 *дб* при усилении по мощности около 15 *дб*. Усилители на арсениде галлия имеют максимальный ток свыше 20 *ма*, выходную мощность в сотни микроватт, шум около 5 *дб* и динамический диапазон усиления более 90 *дб*. Усилители разработаны для диапазона 1—10 *Ггц*.

По мере улучшения технологии изготовления туннельных диодов и создания новых материалов, по-видимому, станет возможным применение диодов во всем миллиметровом диапазоне длин волн.

Рабочие характеристики усилителей на туннельных диодах во многом аналогичны характеристикам параметрических усилителей. Однако следует подчеркнуть, что в последних отрицательная проводимость создается за счет источника сверхвысокочастотной накачки, а в усилителях с туннельными диодами — за счет постоянного

смещения, что является существенным преимуществом туннельных диодов перед параметрическими усилителями.

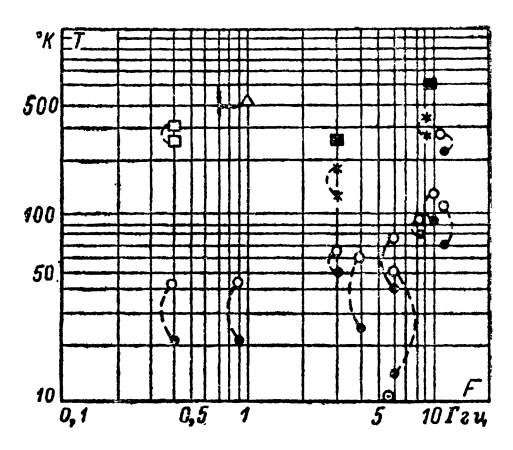


Рис. 39. Шумовые температуры для различных типов усилителей.

о — температуры двухконтурных ДПУ с циркулятором; ● — двухконтурных ДПУ без циркулятора; ✲ — одноконтурных ДПУ; □ — усилителей на туннельных диодах; △ — телевизионного смесителя на туннельном диоде; ⊙ — квантового парамагнитного усилителя; ■ — ламп бегущей и обратной волны.

В заключение приводим шумовые температуры различных типов усилителей (рис. 39).

Глава шестая

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Применение в радиолокации

Применение новых малошумящих усилителей значительно расширило возможности как мирных (метеорологических, навигационных), так и боевых применений радиолокации. Повышение чувствительности приемников радиолокационных станций (РЛС), даваемое новыми малошумящими усилителями, позволяет повысить дальность действия РЛС при существующих передатчиках и антенных системах на 25—50%. Такие результаты достигнуты за рубежом на действующих РЛС в диапазонах волн от 50 до 3 *см*. При этом электрон-

ные параметрические усилители (ЭПУ) использовались в длинноволновых РЛС, ДПУ — в 10, 6 и 3-*см* диапазонах, квантовые парамагнитные усилители (КПУ) — в 3 и 2-*см* диапазонах.

Однако положительные в целом результаты применения ДПУ и КПУ в РЛС позволили выявить и некоторые слабые стороны таких усилителей. Обнаружено, что КПУ, работающие на общую с передатчиком антенну, так сильно «забиваются» прямым импульсом передатчика, проходящим в КПУ через существующие элементы

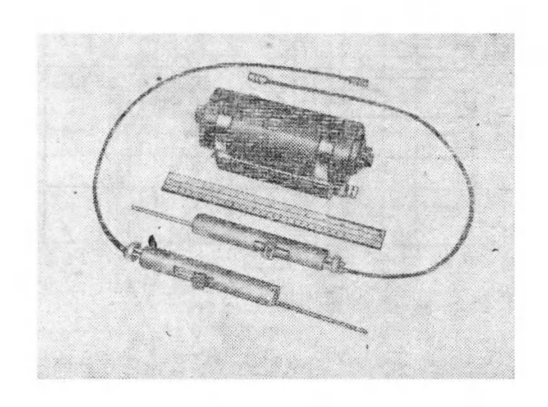


Рис. 40. Квадрупольный параметрический усилитель для радиолокатора 50-*см* диапазона с фокусирующим соленоидом и согласующими трансформаторами.

развязки, что на значительную часть периода повторения зондирующих импульсов РЛС средней дальности действия теряют чувствительность и восстанавливают ее только к концу этого периода. Радикальным средством борьбы с такой помехой является применение раздельных антенн для приемника и передатчика РЛС или создание специальных защитных устройств.

Применение раздельных антенн для приема и передачи в РЛС позволяет одновременно успешно бороться и с так называемыми «темными шумами», приводящими к снижению чувствительности приемников РЛС с малошумящими усилителями на входе. «Темными шумами» называют флуктуационные шумы, генерируемые запертыми сверхмощными лампами передатчика в паузах между зондирующими импульсами. Проникновение «темных шумов» на вход малошумящих усилителей снижает их чувствительность.

С другой стороны, квантовые усилители показали свою высокую живучесть, так как даже прямое попадание импульса другой РЛС на вход РЛС с КПУ не ведет к разрушению КПУ, а приводит только ко временной потере им чувствительности. Конструктивные трудности применения КПУ в РЛС, связанные с необходимостью применять гелиевое охлаждение, к настоящему времени значительно

ослаблены, так как уже разработаны замкнутые системы охлаждения, позволяющие длительное время использовать КПУ без пополнения запасов жидкого гелия. Применение в радиолокаторах ДПУ показало малую живучесть их, так как попадание на вход приемника слишком большого сигнала ведет к выгоранию диодов усилителя и тем самым к выходу всех РЛС из строя на длительное время.

ЭПУ оказались свободными от перечисленных выше недостатков, но их еще не изготавливают для работы на наиболее коротких волнах радиолокационного диапазона. В 50-*см* диапазоне применение их при стабилизации кварцем как частоты передатчика, так и частоты накачки позволило получить наилучшие результаты. Внешний вид английского ЭПУ 50-*см* диапазона приведен на рис. 40. Параметрические усилители на ферритах свободны от названных недостатков, но они еще не находятся в стадии разработки.

Усилители на туннельных диодах (ТДУ) также нашли применение в СВЧ усилителях РЛС. Так, в РЛС с электронным качанием луча (США), работающей на частоте 1,25 *Ггц*, был применен ТДУ на германиевом диоде, имевший усиление 15 *дб*, полосу пропускания 200 *Мгц* и коэффициент шума 3,6 *дб*. Усилитель выдерживал перегрузки в 6—10 *вт*.

К общим недостаткам новых малошумящих усилителей надо отнести их относительную узкополосность и трудность перестройки по частоте; в этом отношении лампы бегущей волны, а особенно лампы обратной волны пока вне конкуренции.

Применение в телевидении

Применение новых малошумящих усилителей в телевидении условно можно разделить на две группы: применение в массовой телевизионной аппаратуре (телевизоры и промышленное телевидение) и в магистральных телевизионных линиях и системах. В этом разделе мы рассмотрим только первую группу таких применений, отнеся вторую к разделу систем связи.

Современное телевидение использует диапазон частоты 40—800 *Мгц*, где применение новых усилителей сулит определенный выигрыш по сравнению с ламповыми усилителями. Поэтому можно ожидать достаточно широкого применения в массовой телевизионной аппаратуре ДПУ и ЭПУ наравне с ТДУ. Здесь же можно ожидать и разнообразной технической инициативы от радиолюбителей-конструкторов.

В телевизорах ТДУ и ДПУ могут быть размещены не только в высокочастотных блоках телевизора, но и непосредственно в его антенне. Последнее значительно повысит чувствительность телевизора, так как позволит скомпенсировать потери мощности сигнала в антенно-фидерном устройстве. Конструктивные особенности новых усилителей, особенно ДПУ и ТДУ: легкость, надежность, минимальное количество деталей, отсутствие подогревных катодов — делают целесообразным применение таких усилителей даже на средних и низкочастотных телевизионных диапазонах особенно в переносных телевизорах и приборах промышленного телевидения, где ламповые усилители, вообще говоря, могут успешно конкурировать с ним по чувствительности. Перспективным может быть применение ТДУ не только в высокочастотных блоках телевизоров, но и в УПЧ. Способ-

ность туннельного диода генерировать ВЧ колебания позволяет использовать его в качестве гетеродина, а смесители на туннельных диодах обладают по сравнению с диодными смесителями не только пониженным коэффициентом шума, но и позволяют получать усиление в смесителе.

ДПУ, используемые в телевизионной аппаратуре, могут быть построены на запертых *p-n* переходах в плоскостных транзисторах и выпрямительных (силовых) диодах, даже на частотах, превышающих граничную частоту таких транзисторов при работе их в транзисторном режиме.

Применение в радиолюбительской связи

В радиолюбительской связи новые усилители, особенно ТДУ и ДПУ, могут найти широкое применение в качестве антенных усилителей. Низкий уровень ВЧ мощности, расходуемой на накачку

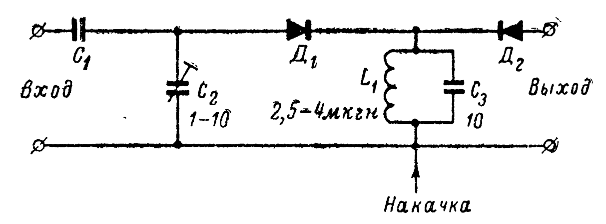


Рис. 41. Схема низкочастотного ДПУ-преобразователя вверх.

в ДПУ, и относительная низкочастотность любительских диапазонов позволяют использовать в качестве генераторов накачки генераторы на транзисторах.

При таком решении антенного параметрического усилителя крайне упрощается система питания антенного усилителя. Хотя относительная узкополосность любительских диапазонов и позволяет использовать неперестраиваемые антенные усилители, все же целесообразно для расширения полосы пропускания усилителя использовать в резонансных системах ДПУ полосовые фильтры в качестве сигнального и холостого контуров. Последнее легко осуществимо, так как в радиолюбительских диапазонах успешно используются схемы с сосредоточенными параметрами.

ТДУ в силу своей крайней экономичности весьма перспективны в переносной аппаратуре и в аппаратуре для «охоты на лис». Приемники на туннельных диодах могут быть построены на всех любительских диапазонах всех типов: прямого усиления, супергетеродинные, сверхрегенеративные. Получить в таких приемниках предельную чувствительность практически нельзя, но применение их привлекательно экономичностью питания, легкостью и малогабаритностью аппаратуры, безынерционностью.

В стационарной низкочастотной аппаратуре и измерительных схемах может оказаться перспективным низкочастотный широкополосный ДПУ — преобразователь вверх с последующим детектирова-

нием. Изучение его и разработка аналогичных схем радиолюбителями особенно заманчивы. Его параметры приведены в графе 1 табл. 1. Схема такого усилителя приведена на рис. 41. В диапазоне 3 *гц* — 200 *кгц* входное сопротивление усилителя 500 *Гом* при параллельной емкости 1—1,5 *пф*. Коэффициент усиления 30—40 *дб* с неравномерностью 0,5 *дб* в полосе 5 *гц* — 100 *кгц* и ±1,5 *дб* в полосе 3 *гц* — 200 *кгц*. Для накачки и смещения усилителя используется ВЧ напряжение с частотой 27 *Мгц*, подводимое от транзисторного генератора с кварцем к кремниевому диоду $Д_1$ усилителя через параллельный резонансный контур L_1C_3 и емкость C_2. Емкость C_1 — входная, разделительная. Диод $Д_2$ — германиевый. В усилителе используется линейный участок склона резонансной характеристики контура. Выходной сигнал $\leqslant$ 0,6 *в*. Оптимальное нагрузочное сопротивление 1 *Мом* параллельно с емкостью 2—10 *пф*. Усилитель работает устойчиво. Особо высокое входное сопротивление усилителя делает его перспективным в качестве предварительного усилителя в схемах на транзисторах, которые, как известно, обладают относительно низкими входными сопротивлениями.

Определенный интерес для радиолюбителей-конструкторов должны представлять низкочастотные параметрические усилители с переменной реактивностью в виде ферритового сердечника с обмоткой подмагничивания, обтекаемой током частоты накачки. Конструкция такой катушки разработана для генераторов качающейся частоты с магнитным модулятором частоты.

Применение в радиоастрономии

Радиоастрономия — первая область радиотехники, в которой были успешно применены новые малошумящие усилители. Действительно, радиотелескопы, как правило, являются принадлежностью исследовательских лабораторий, и поэтому на них было относительно легко обеспечить малошумящим усилителям лабораторные условия. Вторым и, может быть, более важным условием применения малошумящих усилителей на радиотелескопах было то, что антенны радиотелескопов еще до появления малошумящих усилителей проектировались с учетом получения в антеннах минимальных собственных шумов. Кроме того, условия работы радиотелескопов, ведущих наблюдение за практически постоянными во времени шумовыми сигналами внеземных источников радиоизлучения, представляют собой идеальное поле для проверки работоспособности новых малошумящих усилителей. Поэтому на радиотелескопах дебютировали и КПУ, и ДПУ, и ЭПУ.

Один из таких радиотелескопов с диаметром неподвижного зеркала 300 *м* сооружался американцами в горах острова Пуэрто-Рико. Параметры этого радиотелескопа на частоте 430 *Мгц* при применении на нем ЭПУ ожидаются следующие: шумовая температура приемника 100—125° К плюс дополнительная шумовая температура, обусловливаемая шумами атмосферы Земли и передающей линией, не превышающая 80° К. ЭПУ встроен в облучатель антенны, расположенный, как и весь приемник, над зеркалом антенны в ее фокусе. При использовании этого радиотелескопа в качестве космического радиолокатора при мощности излучения последнего в импульсе 2,5 *Мвт* ожидают получить обнаружение объектов размером 0,9×0,9 *м* на рас-

стоянии до 35 000 *км*. Радиотелескопы с подвижными антеннами, оборудованные малошумящими усилителями, часто используются для приема сигналов от космических ракет. Так, известно, что радиотелескоп в Джодрэлл-Бэнк (Британские острова) с малошумящими усилителями вел в 1959 г. прием сигналов советской ракеты «Луна-1» вплоть до момента ее прилунения, т. е. до расстояния 380 000 *км*. Применение в радиотелескопе с подвижным зеркалом ДПУ позволи-

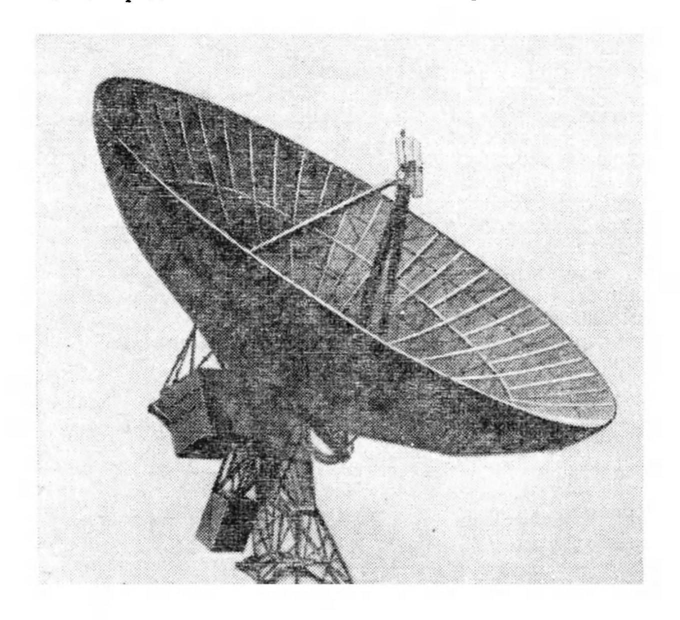


Рис. 42. Антенна диаметром 73 *м* для радиотелескопа с КПУ в раскрыве антенны.

ло, не снижая возможностей телескопа, на частоте 960 *Мгц* уменьшить диаметр зеркала с 18—25 *м* до 8,5 *м* при коэффициенте шума 1,5 *дб*. Изображенная на рис. 23 двухкаскадная усилительная параметрическая система диапазона 1,42—1,34 *Ггц* разработана для радиотелескопа Лейденской обсерватории (Канада).

При радиолокации Венеры в 1961 г. на частоте 2,388 *Ггц* была использована антенная система с зеркалом диаметром 26 *м*. Приемник имел два каскада усиления по высокой частоте: первый каскад на трехуровневом КПУ, второй каскад на ДПУ. Эквивалентная шумовая температура, приведенная к входу КПУ, была 29° К, температура антенны — 15° К, потери в линии из больших волноводов — 14° К. Общая вычисленная шумовая температура приемной части 59° К. КПУ был смонтирован непосредственно за облучателем антенны. Пример размещения КПУ в раскрыве зеркала антенны радиотелескопа диаметром 73 *м* приведен на рис. 42.

Применение в радиосвязи

Новые малошумящие усилители обладают большим будущим в радиосвязи как магистральной многоканальной, так и в низовой, местной связи. В магистральных многоканальных линиях радиосвязи: радиорелейных, волноводных, с тропосферным распространением за горизонтом и при помощи отражения от метеорных следов — могут быть полностью использованы шумовые свойства новых усилителей. Этому способствует и выбор частот для линий связи, где уровень природных помех мал, и возможно использовать на таких стационарных линиях антенные системы, позволяющие наилучшим образом использовать шумовые свойства данных усилителей. Перспективными в этих линиях связи надо считать ДПУ, ЭПУ и ТДУ. Охлаждаемые КПУ и ДПУ вряд ли найдут широкое применение в линиях связи, так как диаграммы направленности антенн наземных магистральных линий радиосвязи прижаты к Земле, и уровень шумов, воспринимаемых антенной, значительно выше уровня шумов в антенне радиотелескопа, смотрящего в небо. А такое повышение шумов, воспринимаемых антенной, сводит на нет шумовые преимущества охлаждаемых усилителей.

В приемной аппаратуре низовой ВЧ связи, как и в радиолюбительской аппаратуре, могут найти широкое применение ТДУ как малогабаритные, надежные, экономичные и при всем этом еще и достаточно малошумящие. Применение других видов новых усилителей СВЧ в аппаратуре низовой радиосвязи маловероятно, так как специфика применения аппаратуры не позволяет в ней использовать антенные системы, реализующие бесшумность усилителей.

Примером применения новых усилителей в многоканальной связи может служить японская телефонная 120-канальная система связи на расстоянии 600 *км* с тропосферным распространением, которая на частотах 0,7—0,95 *Ггц* применяет ДПУ с коэффициентом шума 3,5 *дб*, а на частоте 1,7—2,3 *Ггц* применяет ДПУ и ТДУ с коэффициентом шума 3 и 5 *дб* соответственно. Без малошумящих усилителей коэффициент шума составлял 7,5 *дб*.

Другими примерами являются применение ДПУ в наземном участке трансокеанской кабельной линии США — Манила и подвижная радиорелейная станция диапазона 5 *Ггц*, работающая с ТДУ и имеющая коэффициент шума 4,5 *дб*.

Не следует ожидать, что применение в наземных магистральных линиях связи новых малошумящих усилителей позволит резко увеличить расстояния между ретрансляционными станциями. Скорее следует ожидать, что применение новых усилителей в магистральных линиях повысит надежность связи, что особенно важно для линий, использующих дальнее тропосферное распространение и отражение от метеорных следов. Широкополосность ДПУ бегущей волны достаточна для работы в магистральных линиях связи. Трудность настройки таких усилителей не является препятствием к использованию их в магистральных линиях, так как последние, как правило, работают на фиксированных частотах. Низкий уровень шумов, надежность и долговечность, экономичность и простота применения — (не нужны сложные фокусирующие системы) делает параметрические усилители серьезными конкурентами ЛБВ в приемной части аппаратуры магистральных СВЧ линий связи.

Применение в космической радиосвязи

Объединенными усилиями радиоастрономов, исследовавших условия распространения радиоволн в космосе и через земную ионосферу, и разработчиков малошумящих усилителей показана практическая возможность использования околоземного пространства как среды распространения радиоволн в целях связи между наземными корреспондентами, не говоря о связи Земли с космическими кораблями и космических кораблей между собой. Об использовании радиотелескопов для приема сигналов космических ракет говорилось выше. Здесь стоит рассказать об одной из первых удачных попыток использовать успехи радиоастрономов для внутриземной связи с большими расстояниями между корреспондентами. В 1959 — 1961 гг. с помощью радиотелескопа Джодрелл-Бэнк проводились связи с использованием Луны в качестве пассивного ретранслятора. Связь поддерживалась на частотах 201 и 162,4 *Мгц* между Джодрелл-Бэнк и Сиднеем (Австралия). Диаметр антенны передающего радиотелескопа 76 *м*, поляризация ее круговая. Приемное устройство в Сиднее имело антенну диаметром 18 *м* с линейной поляризацией. Мощность передатчика 1 *квт*, коэффициент шума приемника с малошумящим усилителем 6 *дб*. Наилучшие результаты были получены при применении обычной амплитудной модуляции — полоса пропускания линии связи до 10 *кгц*. В результате этих опытов высказано предположение, что оптимальной системой связи через Луну будет система, работающая на частоте 5 *Ггц*, с антеннами круговой поляризации диаметром 15 *м*, передатчиком мощностью 5 *квт*. При коэффициенте шума приемника 3 *дб* и полосе пропускания его 2 500 *гц* система будет обладать отношением сигнал/шум 26 *дб*. Возможно построение многоканальных систем. Недостатками таких линий являются односторонность телефонной связи по ним, вызываемая большим (до 2,5 *сек*) временем распространения сигнала вдоль линии длиной до 800 тыс. *км*, и зависимость продолжительности ежесуточной работы линии от взаимного расположения в пространстве Земли и Луны. В зависимости от трассы связи, времени года и месяца эта продолжительность может изменяться от 1—2 до 12—14 *ч* в сутки.

Использование космических объектов для ретрансляции сигналов обладает следующими преимуществами: во-первых, значительная высота подъема ретранслятора над поверхностью Земли позволяет разносить приемник и передатчик линии практически в пределах целого полушария Земли и иметь огромную площадь, на которой возможен прием сигналов, отраженных космическим ретранслятором; во-вторых, относительно малая мощность передающей аппаратуры для обслуживания линий; в-третьих, возможность полностью использовать шумовые свойства малошумящих усилителей.

Все многообразные проекты в космической связи можно разбить на некоторые группы по назначению: для телефонно-телеграфной связи на большие расстояния, для создания всемирного телевидения, для навигации. С другой стороны, все проекты могут быть разбиты на два класса: с активными ретрансляторами, особо часто предлагаемыми для систем всемирного телевидения,* и с пассивными ретранс-

* Первый советский связной спутник — активный ретранслятор «Молния-1» — запущен в апреле 1965 г. на вытянутую эллиптическую орбиту с апогеем ∼ 40 тыс. *км* и периодом обращения 11 *ч*. Спутник обеспечивает на каждом обороте возможность проведения продолжительной высококачественной односторонней трансляции одной телевизионной программы или многоканальную телефонно-телеграфную связь на трассе Москва — Владивосток.

ляторами, более пригодными для линий дальней радиосвязи. По космическим ретрансляторам — искусственным спутникам Земли, намечаемым к использованию, проекты космической радиосвязи, как это указывалось в зарубежной печати, можно разбить на три вида: с низколетящими спутниками, с высоколетящими спутниками и со сверхвысоколетящими спутниками. Последние предполагается использовать для связи с космическими межпланетными кораблями.

Проекты с низколетящими спутниками обычно предлагают создание над Землей цепочки из многочисленных (до 20—40 шт.) спутников, один или несколько из которых попеременно всегда находятся над трассой линии связи.

Проекты с высоколетящими спутниками весьма часто предполагают использование малого числа (1—5 шт.) синхронных спутников, которые, находясь на круговой экваториальной орбите высотой 35 900 *км*, имеют период оборота вокруг Земли 24 *ч*, т. е. практически «висят» над одним и тем же местом земной поверхности*.

Приемные ДПУ американской системы связи через синхронные спутники, работающие на частотах 1,725 и 6 *Ггц*, установлены на антенне и имеют коэффициент шума 3 *дб*.

Легкая, малогабаритная, экономичная в питании, стойкая к радиационному облучению аппаратура на туннельных диодах найдет широкое применение в телефонной и телевизионной связи между космонавтами, вышедшими из космического корабля, и корабля с ними.

Применение в вычислительной технике

Из всего многообразия новых усилителей в вычислительную технику внедряются только ТДУ. Благодаря своей широкополосности (верхний порог частот туннельного диода 100 *Ггц*) они позволяют строить быстродействующие усилители слабых сигналов, допускающие работу с импульсами длительностью в единицы и десятки наносекунд, что необходимо в быстродействующих запоминающих устройствах. Ожидают широкого применения ДПУ в электронных вычислительных машинах будущего, работающих со скоростями в несколько миллиардов операций в секунду.

Малошумящие усилители нашли широкое применение также в физическом эксперименте, так как они, благодаря своим высоким шумовым свойствам, позволяют значительно повысить реальную чувствительность физических приборов. Среди различных физических дисциплин особенно перспективны для применения новых усилителей радиоспектроскопия и исследования, связанные с атомной физикой и физикой плазмы. В первой из них важна высокая чувствительность новых усилителей, а в двух других — способность усилителей, особенно ТДУ, работать в крайне тяжелой радиационной обстановке.

* Первый связной синхронный спутник, висящий над Атлантическим океаном, запущен с мыса Кеннеди (США) в апреле 1965 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 18 коп.